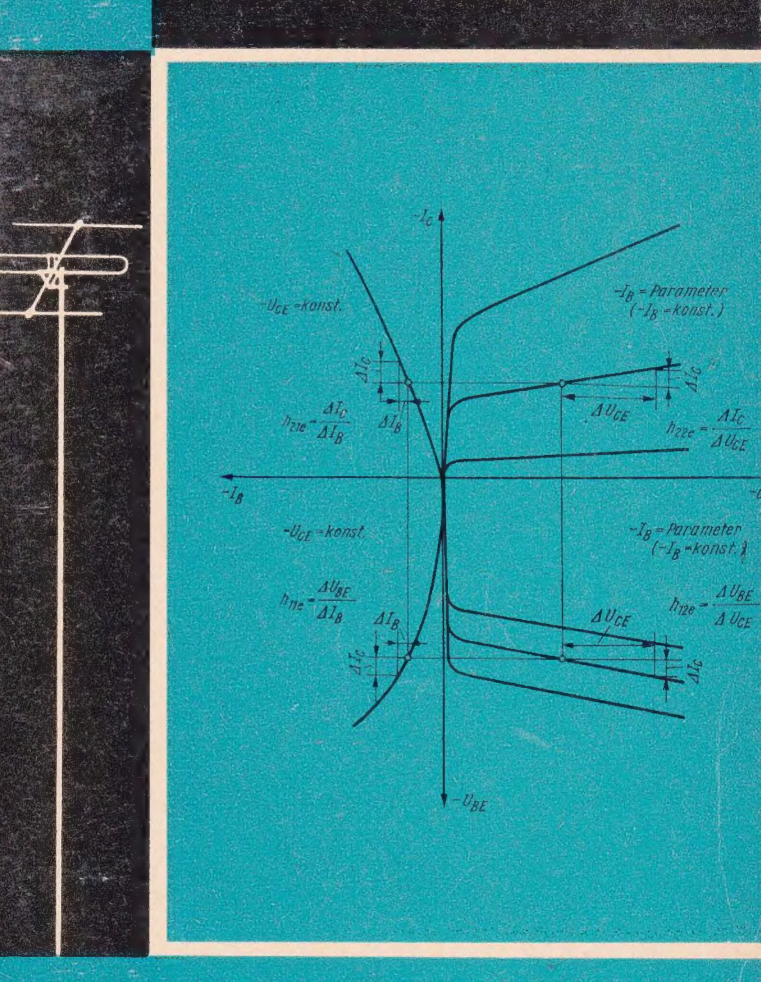
71

DER PRAKTISCHE FUNKAMATEUR



Willfried Schurig

Kennlinien elektronischer Bauelemente

Teil III — Transistoren

Der praktische Funkamateur · Heft 71

Kennlinien Teil III — Transistoren

WILLFRIED SCHURIG

Kennlinien elektronischer Bauelemente

Teil III · Transistoren



DEUTSCHER MILITÄRVERLAG

Redaktionsschluß: 26. Februar 1968

Inhaltsverzeichnis

Vorwort

Vor Ihnen liegt Teil III des Titels *Kennlinien elektronischer Bauelemente*. Mit den fertiggestellten drei Broschüren versucht der Verfasser, dem Leser, der Katalogunterlagen der Bauelementehersteller auswerten will, eine Einführung und Anleitung zu geben. Die oft ohne nähere Erläuterungen veröffentlichten Kennlinien ermöglichen durch geschickte Kombination und durch die Anwendung grafischer Methoden mitunter einen weitaus besseren Überblick als umfangreiche Rechnungen. Selbstverständlich weist jede grafische Methode Fehler auf, und zwar durch Zeichenungenauigkeiten und Abweichungen von den veröffentlichten Kennwerten, die in den meisten Fällen Mittelwerte und keine Exemplarwerte darstellen. Diese Fehler muß man stets beachten. Doch sind grafische Methoden vielleicht leichter zu verstehen und ermöglichen ein besseres Eindringen in die mathematisch-physikalischen Zusammenhänge. Sie führen oft dazu, daß die mathematische Ableitung für eine eventuell notwendige Rechnung unmittelbar aus den Einzelheiten der bildlichen Darstellung hervorgeht. Verständlicherweise können bei dem begrenzten Umfang in diesen vorliegenden drei Broschüren keine speziellen Einzelheiten enthalten sein. Es wurde deshalb jede Broschüre mit ausführlichen Literaturhinweisen versehen. Das Ziel bestand darin, dem Leser bestimmte grundsätzliche Möglichkeiten zu zeigen, die er von Fall zu Fall bei anderen Varianten selbst anwenden und entsprechend erweitern kann. Es wurde aus *methodischen Gründen* auf bestimmte Übereinstimmungen und Analogien zwischen Elektronenröhren und Halbleiterbauelementen verwiesen; das darf jedoch nicht zu einer „röhrenmäßigen" Betrachtung des Transistors führen, denn dabei müßte man in einigen Fällen scheitern.
Zum Schluß möchte ich allen danken, die mich bei der Arbeit durch Hinweise unterstützten.

Radeberg, den 20. Januar 1968 *Willfried Schurig*

1. Der Transistor

1.1. Vergleich Röhre — Transistor

Neben der seit langer Zeit benutzten Elektronenröhre dringt der Transistor in den letzten Jahren in immer neue Anwendungsgebiete ein, denn bestimmte Eigenschaften ergeben im Vergleich zur Röhre in vielen Fällen Vorteile. Besonders günstig wirken sich beim Transistor aus

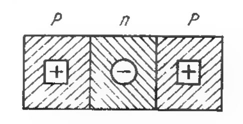
— kleine Abmessung,
— geringes Gewicht,
— geringer Leistungsbedarf (Fortfall der Heizung),
— lange Lebensdauer, verbunden mit relativ hoher mechanischer Unempfindlichkeit,
— niedrige Betriebsspannung,
— sofortige Betriebsbereitschaft.

Aber es sind bei diesem relativ jungen Bauelement auch entscheidende Nachteile vorhanden. Das Bestreben der Entwickler und Produzenten läuft allerdings darauf hinaus, durch verbesserte Bauformen und Fertigungstechnologien diese Nachteile einzuschränken.
Grundsätzlich benötigt der Transistor eine gewisse Steuerleistung (die Röhre läßt sich im Betrieb ohne Gitterstrom leistungslos aussteuern). Das Halbleitermaterial (es sei auf die Ausführungen in *Teil II/Halbleiterdioden* verwiesen) ist in seinen Eigenschaften stark von der Temperatur abhängig. Der schon in Teil II erwähnte Einsatz von Silizium als Halbleitermaterial bringt dabei eine gewisse Verbesserung; gleichzeitig liegen aber die Halbleiterbauelemente auf Siliziumbasis im Preis über den Halbleitern aus Germanium.
Während sich bei der Röhre nur geringe Rückwirkungen vom Ausgang auf den Eingang ergeben, die in sehr vielen Anwendungsfällen unberücksichtigt bleiben können, erfolgt beim Transistor eine wesentlich größere Rückwirkung des Ausgangs-

kreises auf den Eingangskreis, so daß spezielle Angaben über die Rückwirkung für den jeweiligen Typ erforderlich sind.
Auch beim Vergleich der Ausgangsleistungen und Grenzfrequenzen schneidet der Transistor zur Zeit noch ungünstig ab. Zweifellos werden zukünftige Entwicklungen dahin gehen, dieses Verhältnis zugunsten des Transistors zu verbessern. Vor- und Nachteile beider Bauelemente zeigen, daß es bestimmte Anwendungsfälle gibt und auch zukünftig geben wird, die nicht den vollwertigen Ersatz des einen Bauelementtyps durch den anderen ermöglichen. Ein Nebeneinander von Röhre und Halbleiter ist daher auch in der Zukunft zu erwarten. Bestimmte Analogien zur Röhre, insbesondere in der grafischen Auswertung der Kennlinien, wird der Leser beim Transistor wiederfinden, obwohl es sich um ein Bauelement mit grundsätzlich anderem Leitungsmechanismus handelt.

1.2. Der Aufbau des Transistors

Die vorliegende Broschüre verfolgt nicht den Zweck, näher auf den Leitungsmechanismus innerhalb des Transistors einzugehen. Dazu findet der Leser in den Literaturhinweisen am Schluß eine Auswahl entsprechender Darstellungen.
Grundsätzlich stellt der Transistor eine Zusammenschaltung von 2 pn-Übergängen dar (Bild 1).
Zum besseren Verständnis der folgenden Ausführungen sei in diesem Zusammenhang empfohlen, nochmals in *Teil II/Halbleiterdioden,* Abschnitt 1., zu lesen. Es sind bei 2 pn-Über-



⊞ Loch (Defektelektron)
⊖ Elektron
} Ladungsträger (Majoritätsträger)

Bild 1
Prinzipieller Aufbau eines Transistors

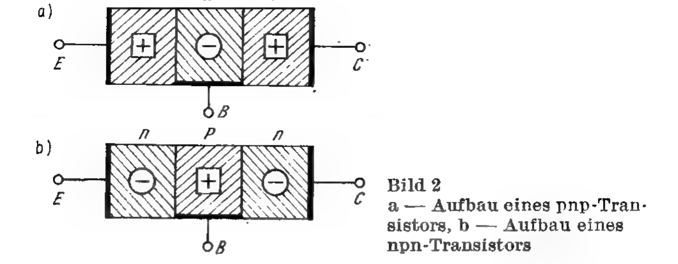


Bild 2
a — Aufbau eines pnp-Transistors, b — Aufbau eines npn-Transistors

gängen prinzipiell 2 Zusammenschaltungen möglich, die entweder zum *pnp-Transistor* oder zum *npn-Transistor* führen (Bild 2). Im Bild sind die 3 Elektroden des Transistors folgendermaßen gekennzeichnet:

E — der Emitter,
B — die Basis,
C — der Kollektor.

Schaltungsmäßig unterscheiden sich beide Typen nur durch die Polung der Betriebsspannung. Für unsere Darstellungen genügt daher in den weitaus meisten Fällen die Betrachtung des einen Typs, z. B. des pnp-Transistors. Sinngemäß lassen sich Kennlinienauswertungen, Rechnungen usw. unter Beachtung der Polarität leicht auf die entsprechenden npn-Typen übertragen.

1.3. Stromverteilung und Spannungsverhältnisse beim pnp-Transistor

In der Schaltung liegt bei einem pnp-Transistor gleichspannungsmäßig der Emitter gegenüber der Basis auf positivem Potential. Der Kollektor erhält gegenüber der Basis negatives Potential. Die Basis bildet somit den gemeinsamen Pol für beide angelegte Betriebsspannungen; man spricht daher auch von der Basisschaltung (Bild 3). Eine Betrachtung der Spannungsverhältnisse an beiden pn-Übergängen zeigt, daß die

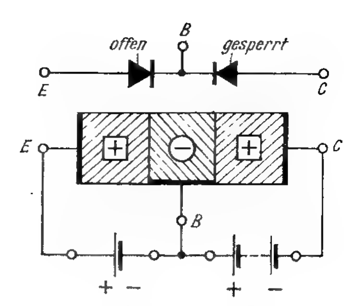


Bild 3
Transistor und Spannungsquelle

„Emitter-Basis-Diode" in Durchlaßrichtung und die „Kollektor-Basis-Diode" in Sperrichtung betrieben wird. Bei angelegter Betriebsspannung kommt es zu Stromflüssen durch den Transistor. Wir unterscheiden die über die äußeren Anschlüsse fließenden Ströme:

I_E — Emittergleichstrom,
I_C — Kollektorgleichstrom,
I_B — Basisgleichstrom.

Als positive Zählrichtung wird dabei der Stromfluß in den Transistor hinein festgelegt. Die äußeren Ströme I_E, I_B und I_C sind also dann positiv, wenn sie zum Transistor hinfließen.
Im Innern des Transistors bewirkt die Bewegung der Ladungsträger (Elektronen- und Defektelektronenleitung) den Stromfluß. Über den in Durchlaßrichtung gepolten pn-Übergang zwischen Emitter und Basis kommt es zu einem starken Stromfluß. Majoritätsträger sind dabei Defektelektronen, Minoritätsträger die in wesentlich geringerem Maße vorhandenen Elektronen. Gelangt der vom Emitter ausgehende Defektelektronen-

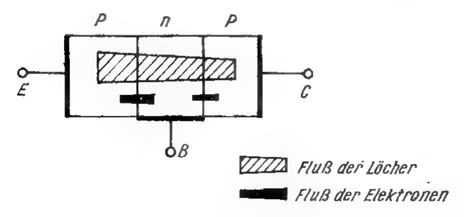


Bild 4 Stromverhältnisse im pnp-Transistor (schematisch)

strom in die Basiszone, dann rekombiniert ein geringer Teil der Defektelektronen mit den im n-Gebiet im Überschuß vorhandenen Elektronen. Es kommt dadurch zum Basisstrom $-I_{B1}$ (Elektronenstrom). Sein negatives Vorzeichen ergibt sich aus der Tatsache, daß die Stromflußrichtung der durch den Pfeil vorgegebenen Zählrichtung entgegen verläuft. Etwa 80 bis 99% der vom Emitter kommenden Defektelektronen dringen ohne Rekombination durch die nur etwa 20 μm starke Basiszone hindurch zum Kollektor. Die gegenüber der Basis auf negativem Potential liegende Kollektorschicht zieht die Defektelektronen regelrecht an. Sie rekombinieren mit den von der Gleichspannungsquelle „gelieferten" Elektronen. Es kommt zum Stromfluß $-I_{C1}$. Zwischen dem Emitterstrom I_E und seinem nach dem Kollektor fließenden Anteil besteht ein einfacher Zusammenhang

$$-I_{C1} = \alpha \cdot I_E \qquad (1.1)$$

$$(\alpha = 0{,}8 \text{ bis } 0{,}99).$$

Den in Gl. (1.1) eingeführten *Proportionalitätsfaktor* α bezeichnet man als *Kurzschlußstromverstärkung in Basisschaltung*. Diese Bezeichnungsweise wird in späteren Ausführungen noch klarer werden. Neben $-I_{C1}$ fließt durch den gesperrten pn-Übergang zwischen Kollektor und Basis außerdem ein geringer Sperrstrom $-I_{C2}$. In der Basiszone ist dieser Strom mit I_{B2}

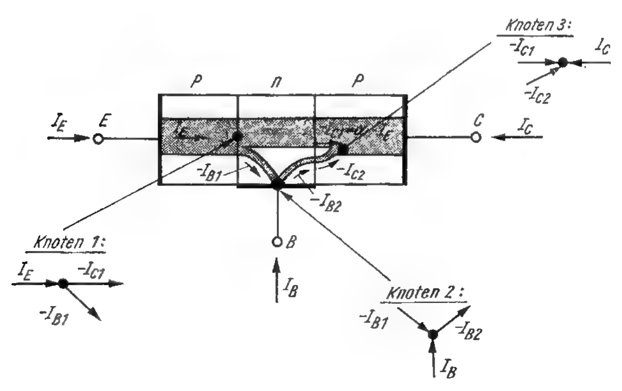


Bild 5 Stromverteilung im pnp-Transistor

bezeichnet. Bild 5 veranschaulicht die geschilderten Verhältnisse.

Unter Berücksichtigung des ersten *Kirchhoff*schen Satzes

„*Die Summe der zum Knotenpunkt hinfließenden Ströme ist gleich der Summe der vom Knotenpunkt wegfließenden Ströme*"

ergibt sich, da alle äußeren Ströme auf einen Punkt in der Schaltung, auf den Transistor gerichtet, positiv zu zählen sind (Bild 6),

$$\underbrace{I_E + I_C + I_B}_{\text{hinfließende Ströme}} = \underbrace{0.}_{\text{wegfließende Ströme}} \tag{1.2}$$

Aus 2 vorgegebenen Gleichströmen läßt sich damit sofort über Gl. (1.2) die Stärke des 3. Stromes errechnen. Aus Bild 5 ergibt sich weiterhin unter Berücksichtigung des ersten *Kirchhoff*schen Satzes

$$\text{Knoten 1} \quad I_E = -I_{B1} - I_{C1} \tag{1.3}$$

$$\text{Knoten 2} \quad I_B - I_{B1} = -I_{B2} \tag{1.4}$$

$$\text{Knoten 3} \quad -I_{C1} - I_{C2} + I_C = 0 \tag{1.5}$$

Aus Gl. (1.5) ergibt sich mit Gl. (1.1)

$$\alpha \cdot I_E - I_{C2} + I_C = 0 \tag{1.5a}$$

oder

$$-I_C = \alpha \cdot I_E - I_{C2}. \tag{1.5b}$$

Da

$$|I_{C2}| \ll |I_{C1}| \tag{1.6}$$

und

$$|I_{C1}| = \alpha\, |I_E|, \tag{1.7}$$

kann man in guter Näherung

$$|I_C| \approx \alpha\, |I_E| \tag{1.8}$$

setzen und erhält die allgemein für die Kurzschlußstromverstärkung in Basisschaltung angegebene Beziehung

$$\alpha \approx \frac{|I_C|}{|I_E|} < 1, \tag{1.9}$$

d. h., in der angegebenen Schaltungsart (Basisschaltung) hat der Transistor eine Kurzschlußstromverstärkung < 1. Trotzdem kann eine Leistungsverstärkung erzielt werden. Das zeigt die folgende Überlegung.

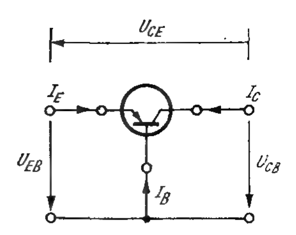


Bild 6
Äußere Ströme und Spannungen am Transistor

Am Transistor liegen 3 Spannungen:

U_{EB} — Emitter-Basis-Gleichspannung
(Gleichspannung zwischen Emitter und Basis),

U_{CB} — Kollektor-Basis-Gleichspannung
(Gleichspannung zwischen Kollektor und Basis),

U_{CE} — Kollektor-Emitter-Gleichspannung
(Gleichspannung zwischen Kollektor und Emitter).

Im Betrieb wählt man

$$|U_{EB}| \ll |U_{CB}| \,. \tag{1.10}$$

Da bei $\alpha = 0{,}8$ bis $0{,}99$ der Kollektorstrom I_C fast die Stärke des Emitterstroms I_E hat, ergibt sich eine entsprechende Leistungsverstärkung, denn die elektrische Gleichstromleistung P errechnet sich aus dem Produkt von Strom und Spannung

$$P = U \cdot I. \tag{1.11}$$

Offensichtlich ist aber infolge Gl. (1.8) und Gl. (1.9) die eingangsseitige Leistung kleiner als die ausgangsseitige. Es besteht damit beim Transistor in Basisschaltung neben einer Spannungsverstärkung — Gl. (1.10) — eine Leistungsverstärkung. Der Widerstand ergibt sich bekanntlich aus dem Verhältnis von Spannung und Strom .

$$R = \frac{U}{I}. \tag{1.12}$$

Setzt man auf der Ein- und Ausgangsseite des Transistors an

$$R_{eing} = \frac{U_{EB}}{I_E} \tag{1.13}$$

und

$$R_{ausg} = \frac{U_{CB}}{I_C}, \tag{1.14}$$

so läßt sich mit Gl. (1.8) und Gl. (1.9) sehr leicht für die Basisschaltung

$$R_{eing} \ll R_{ausg} \tag{1.15}$$

finden.

Die Basisschaltung weist einen geringen Eingangswiderstand (Emitter-Basis-Diode in Durchlaßrichtung!) und einen hohen Ausgangswiderstand (Kollektor-Basis-Diode in Sperrichtung!) auf.

1.4. Grundschaltungen von Transistoren

In den vorangegangenen Abschnitten wurde immer wieder auf die Basisschaltung hingewiesen. Analog zur Elektronenröhre, insbesondere zur Triode, bei der man zwischen Katodenbasis-, Gitterbasis- und Anodenbasisschaltung unterscheidet, sind auch beim Transistor in seiner Grundschaltung 3 Varianten möglich (Bild 7).

a — Basisschaltung — die gemeinsame Elektrode für die Eingangs- und Ausgangsseite ist die Basis. Emitter und Basis bilden den Eingang, Kollektor und Basis den Ausgang.

b — Emitterschaltung — die gemeinsame Elektrode für die Eingangs- und Ausgangsseite ist der Emitter. Basis und Emitter bilden den Eingang, Kollektor und Emitter den Ausgang.

c - Kollektorschaltung — die gemeinsame Elektrode ist für die Eingangs- und Ausgangsseite der Kollektor. Basis und Kollektor bilden den Eingang, Emitter und Kollektor den Ausgang.

Diese 3 Grundschaltungen haben unterschiedliche Eigenschaften und bieten damit für jeweils bestimmte Anwendungsfälle günstige oder ungünstige Voraussetzungen.
Die *Basisschaltung* weist gegenüber der Emitterschaltung eine höhere obere Grenzfrequenz auf. Sie hat — das wurde schon erwähnt — einen kleinen Eingangs- und einen hohen Ausgangswiderstand; die Stromverstärkung beträgt etwa 1.
Die *Emitterschaltung* wird am häufigsten verwendet. Sie eignet sich besonders für niedrigere Frequenzen und zeigt hohe Strom- und Spannungsverstärkung (Stromverstärkung zwischen 20 bis 100).
Die *Kollektorschaltung* eignet sich gut als Impedanzwandler, da sie einen hohen Eingangswiderstand und einen niedrigen Ausgangswiderstand aufweist. Die Stromverstärkung liegt bei $\geqq 1$.

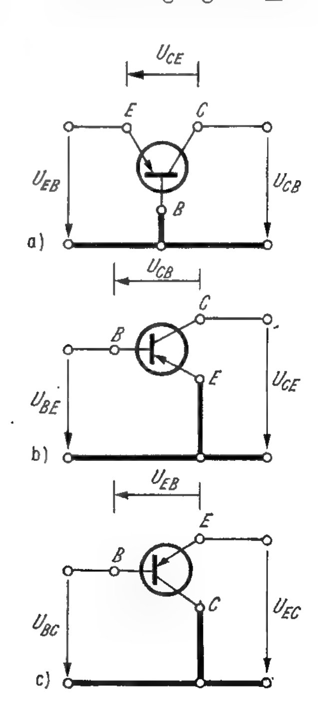


Bild 7
Transistorgrundschaltungen;
a — Basisschaltung,
b — Emitterschaltung,
c — Kollektorschaltung

Die Grenzfrequenz entspricht etwa dem Wert bei der Emitterschaltung.

1.5. Vierpolbetrachtungen

1.5.1. Der Transistor als Vierpol

Die Behandlung des Transistors erfolgt vorteilhaft an Hand seiner Darstellung als *Vierpol*; dazu sind einige Ausführungen erforderlich. Es kann jedoch keinesfalls Aufgabe dieser Broschüre sein, grundlegende Kenntnisse über das umfangreiche Gebiet der Vierpoltheorie zu vermitteln. Ausführliche Darstellungen darüber findet der interessierte Leser z. B. in [2] und [3]. Die Vierpoltheorie geht davon aus, daß sich das Strom- und Spannungsverhalten einer beliebigen linearen Schaltung mit 2 Eingangsklemmen und 2 Ausgangsklemmen ein- und ausgangsseitig durch bestimmte Parameter, die z. B. meßtechnisch ermittelt werden können, eindeutig beschreiben läßt, ohne daß der spezielle innere Schaltungsaufbau in allen Einzelheiten bekannt sein muß. Die 2 Pole als Eingangsklemmen und die 2 Pole als Ausgangsklemmen ergeben insgesamt 4 Pole, daher der Begriff Vierpol.
Der Transistor ist unter bestimmten Einschränkungen ein solcher linearer Vierpol, allerdings mit einer speziellen Eigenschaft. Eine Klemme der Eingangsseite tritt stets gleichzeitig als Klemme der Ausgangsseite auf. Bei der Basisschaltung ist die gemeinsame Klemme die Basis, bei der Emitterschaltung der Emitter, bei der Kollektorschaltung der Kollektor (Bild 7). Vielfach wird für den Transistor daher in der Literatur auch der Begriff *Dreipol* gebraucht; wodurch jedoch keine prinzipiellen Unterschiede zur Vierpolbetrachtung entstehen, da ja aus einem Transistor in der Schaltung durch gemeinsame Nutzung einer Elektrode für die Eingangs- und Ausgangsseite sofort ein Vierpol entsteht. Vierpolbetrachtungen dienen hauptsächlich zur Kennzeichnung des *dynamischen* Verhaltens von Schaltungen. Die Betrachtung des dynamischen Verhaltens von Transistoren erfolgt daher nicht mittels der bereits erläuterten

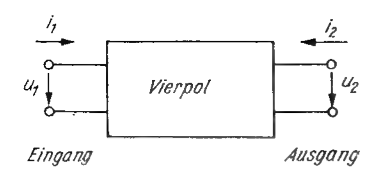


Bild 8
Ströme und Spannungen am Vierpol

Gleichgrößen I_E, I_C, I_B und U_{EB}, E_{CB}, U_{CE}, sondern man verwendet Momentanwerte, dargestellt durch die Eingangsgrößen i_1 und u_1 sowie durch die Ausgangsgrößen i_2 und u_2. Die in Bild 8 angegebenen Pfeile definieren die positiven Zählrichtungen dieser Größen.

Anmerkung:

Der Leser wird beim Studium von Katalogunterlagen und anderer Literatur auf Abbildungen stoßen, in denen teilweise entgegengesetzte Zählrichtungen als positive Richtung definiert, d. h. festgelegt wurden. Daraus ergäben sich zum Teil unterschiedliche Vorzeichen in den weiteren Betrachtungen. Man muß sich daher bei Verwendung von entsprechenden Unterlagen stets vergewissern, wie die Zählrichtung für Ströme und Spannungen jeweils definiert wurde.

1.5.2. Vierpolgleichungen und ihre Deutung

Die 4 Momentanwerte i_1, u_1, i_2 und u_2 eines linearen Vierpols können — das zeigt die Theorie — über verschiedene Gleichungen miteinander verknüpft werden. 2 für den Transistor wichtige Beispiele zeigen das:

$$i_1 = y_{11} \cdot u_1 + y_{12} \cdot u_2, \qquad (1.16)$$

$$i_2 = y_{21} \cdot u_1 + y_{22} \cdot u_2. \qquad (1.17)$$

$$u_1 = h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot u_2, \qquad (1.18)$$

$$u_2 = h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot u_2. \qquad (1.19)$$

Was besagen diese recht formal erscheinenden 4 Gleichungen? Wenden wir uns zuerst Gl. (1.16) zu.

Sie besagt, daß der Momentanwert des Eingangsstroms i_1 vom Momentanwert der Eingangsspannung u_1 und von der Ausgangsspannung u_2 abhängt. Vor beiden Momentanwerten stehen dabei noch bestimmte Koeffizienten, mit y_{11} und y_{12} bezeichnet. Diese Koeffizienten charakterisieren bestimmte physikalische Eigenschaften des Vierpols. Das läßt sich leicht durch die Betrachtung der Dimensionen nachweisen. Auf der linken Seite von Gl. (1.16) steht ein Strom, auf der rechten Seite finden wir 2 Spannungen, jeweils mit einem Koeffizienten multipliziert. Eine Gleichung ist aber nur dann richtig, wenn auf beiden Seiten neben den Zahlenwerten auch die Dimensionen übereinstimmen.
Es gilt damit

$$\text{Strom} = y_{\mu\nu} \cdot \text{Spannung}$$

$$y_{\mu\nu} = \frac{\text{Strom}}{\text{Spannung}} = \text{Leitwert},$$

d. h., die Koeffizienten $y_{\mu\nu}$ stellen *Leitwerte* dar!
Sie lassen sich meßtechnisch prinzipiell recht einfach ermitteln. Erreicht man durch eine geeignete Schaltung des Vierpols $u_2 = 0$ (das läßt sich durch Kurzschluß verwirklichen), dann ergibt sich aus Gl. (1.16)

$$i_1 = y_{11} \cdot u_1 + y_{12} \cdot 0, \tag{1.16a}$$

$$i_1 = y_{11} \cdot u_1 \text{ (mit } u_2 = 0) \tag{1.16b}$$

und durch einfaches Umformen

$$y_{11} = \frac{i_1}{u_1}\,;\; u_2 = 0. \tag{1.16c}$$

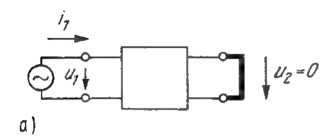
Dieser Leitwert stellt den *Eingangsleitwert* des Vierpols bei kurzgeschlossenem Ausgang dar (Kurzschlußeingangsleitwert). Er kann meßtechnisch durch eine Strom- und Spannungsmessung ermittelt werden. In gleicher Weise läßt sich der Leitwert y_{12} feststellen. Wird der Eingang des Vierpols kurzgeschlossen ($u_1 = 0$!), so folgt aus Gl. (1.16)

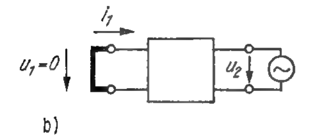
$$i_1 = y_{11} \cdot 0 + y_{12} \cdot u_2, \tag{1.16d}$$

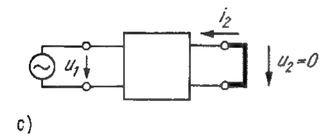
$$i_1 = y_{12} \cdot u_2 \text{ (mit } u_1 = 0), \tag{1.16e}$$

$$y_{12} = \frac{i_1}{u_2}\,;\; u_1 = 0. \tag{1.16 f}$$

In der zuletzt genannten Beziehung ist die Ausgangsgröße u_2 mit der Eingangsgröße i_1 bei kurzgeschlossenem Eingang verknüpft. Es entsteht damit ein Zusammenhang zwischen Ausgang und Eingang; man spricht von einer Rückwirkung. Da es sich bei y_{12} der Dimension nach ebenfalls um einen Leitwert handelt, erhält y_{12} die Bezeichnung *Kurzschlußrückwirkleitwert;* er kann gleichfalls durch eine Strom- und Spannungsmessung ermittelt werden.







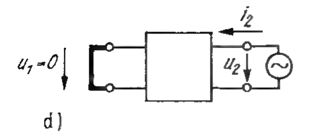


Bild 9
Vierpolschaltungen zur Ermittlung der y-Parameter; a — y_{11}-Parameter, b — y_{12}-Parameter, c — y_{21}-Parameter, d — y_{22}-Parameter

In völlig analoger Betrachtung ergeben sich für Gl. (1.17) bei Kurzschluß des Ausgangs

$$i_2 = y_{21}\, u_1 \ \ (\text{mit } u_2 = 0), \qquad (1.17a)$$

$$y_{21} = \frac{i_2}{u_1}\ ;\ u_2 = 0. \qquad (1.17b)$$

Man spricht in diesem Fall von einem *Kurzschlußübertragungsleitwert*. Eine nähere Untersuchung zeigt, daß dieser y-Koeffizient (Parameter) Ähnlichkeiten mit der Steilheit der Röhre aufweist (Strom/Spannungs-Verhältnis), man spricht deshalb auch von einer *Kurzschlußsteilheit*

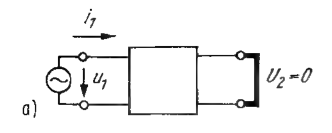
— bei Kurzschluß des Eingangs

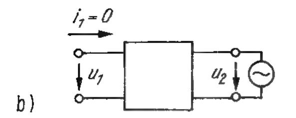
$$i_2 = y_{22} \cdot u_2 \ \ (\text{mit } u_1 = 0), \qquad (1.17c)$$

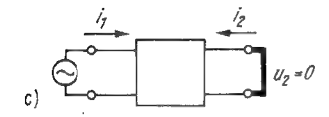
$$y_{22} = \frac{i_2}{u_2}\ ;\ u_1 = 0. \qquad (1.17d)$$

Analog zu y_{11} wird dieser y-Parameter mit *Kurzschlußausgangsleitwert* bezeichnet. Die Parameter y_{21} und y_{22} lassen sich ähnlich wie y_{11} und y_{12} in entsprechenden Meßschaltungen ermitteln.

Neben den Vierpolgleichungspaaren mit den y-Parametern haben in der Transistortechnik besonders die Vierpolgleichungspaare mit h-Parametern — Gl. (1.18) und Gl. (1.19) — Bedeutung. Die Bezeichnung *h-Parameter* rührt her von dem Wort *Hybrid*; eine vergleichende Betrachtung zwischen Gl. (1.16) und Gl. (1.17) einerseits sowie Gl. (1.18) und Gl. (1.19) andererseits zeigt, daß bei Gl. (1.16) und Gl. (1.17) auf der linken Seite Ströme, auf der rechten Spannungen multipliziert mit entsprechenden Koeffizienten stehen. Bei Gl. (1.18) und Gl. (1.19) finden wir links die Eingangsspannung bzw. den Ausgangsstrom, rechts dagegen *gemischt* Ströme und Spannungen, daher der Begriff *Hybrid-Parameter* oder h-Parameter. Insgesamt kennt die Vierpoltheorie 7 verschiedene Gleichungspaare mit unterschiedlichen Parametern zur Beschreibung eines Vierpols, von denen die erwähnten 2 für den Transistor von besonderer Bedeutung sind.







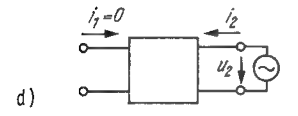


Bild 10
Vierpolschaltungen zur Ermittlung der h-Parameter; a — h_{11}-Parameter, b — h_{12}-Parameter, c — h_{21}-Parameter, d — h_{22}-Parameter

Wenden wir auf Gl. (1.18) und Gl. (1.19) die nun schon bekannten Überlegungen an, so erhalten wir aus Gl. (1.18):

— mit $u_2 = 0$, d. h. Kurzschluß am Ausgang

$$u_1 = h_{11} \cdot i_1 \quad (\text{mit } u_2 = 0), \tag{1.18a}$$

$$h_{11} = \frac{u_1}{i_1}\,; \; u_2 = 0. \tag{1.18b}$$

Der Dimension nach ist h_{11} ein Widerstand, der *Kurzschlußeingangswiderstand.*

— mit $i_1 = 0$, d. h. Leerlauf am Eingang

$$u_1 = h_{12} \cdot u_2 \quad (\text{mit } i_1 = 0), \tag{1.18c}$$

$$h_{12} = \frac{u_1}{u_2}\,; \; i_1 = 0. \tag{1.18d}$$

Dieser h-Parameter kennzeichnet die *Leerlaufspannungsrückwirkung* bei offenem Eingang.

Aus Gl. (1.19) ergibt sich analog

— mit $u_2 = 0$, d. h. Kurzschluß am Ausgang

$$i_2 = h_{21} \cdot i_1 \quad (\text{mit } u_2 = 0), \tag{1.19a}$$

$$u_{21} = \frac{i_2}{i_1}\ ; \ u_2 = 0. \tag{1.19b}$$

Bei diesem h-Parameter handelt es sich um die *Kurzschlußstromverstärkung*.

— mit $i_1 = 0$, d. h. Leerlauf am Eingang

$$i_2 = h_{22} \cdot u_2 \quad (\text{mit } i_1 = 0), \tag{1.19c}$$

$$h_{22} = \frac{i_2}{u_2}\ ; \ i_1 = 0. \tag{1.19d}$$

Der Dimension nach ist h_{22} ein Leitwert, der *Leerlaufausgangsleitwert.*

Vergegenwärtigen wir uns nochmals, daß alle y-Parameter einheitlich Leitwerte bezeichnen, während die h-Parameter einen Widerstand, ein Spannungsverhältnis, ein Stromverhältnis und einen Leitwert darstellen, wird der Ausdruck gemischte Parameter oder Hybridparameter noch deutlicher.

Alle angeführten y- und h-Parameter sind mittels geeigneter Meßschaltungen ohne größere Schwierigkeiten am Vierpol und damit am Transistor zu ermitteln. Sie werden vom Fertigungsbetrieb in den Kenndatenblättern teilweise angegeben.

Die h-Parameter sind besonders für die Rechnungen bei niedrigen Frequenzen geeignet. Sie lassen sich relativ leicht messen und auch aus dem Kennlinienfeld ermitteln (vgl. Abschnitt 2.2.1.). Ihre Anwendung im Bereich niedrigerer Frequenzen erlaubt die Vernachlässigung von eventuell auftretenden imaginären Anteilen (z. B. Scheinwiderständen und Scheinleitwerten bei h_{11} bzw. h_{22}). Sie sind im angeführten Frequenzbereich reelle Größen (reine Wirkgrößen).

1.5.3. Vierpolparameter bei hohen Frequenzen

Für höhere Frequenzen eignen sich besser die y-Parameter, da man sie auch im Gebiet höherer Frequenzen genauer messen kann. Bei hohen Frequenzen auftretende Scheinleitwerte

(Imaginäranteile, hervorgerufen insbesondere durch Kapazitäten) sind nicht mehr vernachlässigbar. Der y-Parameter stellt damit in diesen Frequenzbereichen eine komplexe Größe dar, die allgemein durch große deutsche Buchstaben gekennzeichnet wird. Diese Schreibweise hat sich wahrscheinlich aus drucktechnischen Gründen nicht durchgesetzt. Man verwendet für die komplexe y-Parameter in den Unterlagen daher zum Teil große Y-Buchstaben (HFO).

Allgemein gilt damit:

$$\underbrace{Y}_{\text{Komplexer Leitwert}} = \underbrace{g}_{\text{Realteil}} + \underbrace{jb.}_{\text{Imaginärteil}} \qquad (1.20)$$

Bei einem Transistor handelt es sich vorwiegend um parallel zum Realleitwert geschaltete innere Kapazitäten als Imaginärteil. Allgemein gilt für eine Parallelschaltung:

- Der Gesamtleitwert errechnet sich aus der Summe der parallelgeschalteten Leitwerte.

Der Leitwert einer Kapazität ergibt sich zu

$$b = \omega C. \qquad (1.21)$$

Für Gl. (1.20) folgt

$$Y = g + j\omega C. \qquad (1.20a)$$

Die komplexen Y-Parameter stellen damit von der Frequenz abhängige Größen dar, da

$$\omega = 2\pi f. \qquad (1.22)$$

Unter Verwendung von Gl. (1.21) und Gl. (1.20a) ergeben sich

$$Y_{11} = \frac{i_1}{u_1} = g_{11} + jb_{11} = g_{11} + j\omega C_{11} \qquad (1.23)$$

als Kurzschlußeingangsleitwert ($u_2 = 0$!),

$$Y_{12} = \frac{i_1}{u_2} = g_{12} + jb_{12} = g_{12} + j\omega C_{12} \qquad (1.24)$$

als Kurzschlußrückwirkleitwert ($u_1 = 0$!),

$$Y_{21} = \frac{i_2}{u_1} = g_{21} + jb_{21} = g_{21} + j\omega C_{21} \quad (1.25)$$

als Kurzschlußübertragungsleitwert
(Kurzschlußsteilheit) ($u_2 = 0$),

$$Y_{22} = \frac{i_2}{u_2} = g_{22} + jb_{22} = g_{22} + j\omega C_{22} \quad (1.26)$$

als Kurzschlußausgangsleitwert ($u_1 = 0$).

Gl. (1.25) ist in der dargestellten Form ungebräuchlich. Man mißt in diesem Fall nicht Real- und Imaginärteil, sondern den Betrag und die Phase der Kurzschlußsteilheit, d. h.

$$Y_{21} = \frac{i_2}{u_1} = g_{21} + jb_{21} = |Y_{21}| \cdot e^{j\varphi b_{21}}. \quad (1.25a)$$

Bei Hochfrequenztransistoren sind die Werte für $b_{\mu\nu}$, $g_{\mu\nu}$ und $|y_{21}|$ in den Kennblättern angegeben, deshalb erfolgt eine entsprechende Darstellung, ohne auf Einzelheiten einzugehen.

1.5.4. Umrechnung von Vierpolparametern

Der Vollständigkeit wegen sei erwähnt, daß grundsätzlich über folgende Beziehungen eine Umrechnung von h- in y-Parameter und umgekehrt möglich ist.

— Umrechnung h-Parameter in y-Parameter

$$y_{11} = \frac{1}{h_{11}}, \quad (1.27)$$

$$y_{12} = \frac{h_{12}}{h_{11}}, \quad (1.28)$$

$$y_{21} = \frac{h_{21}}{h_{11}}, \quad (1.29)$$

$$y_{22} = \frac{\Delta h}{h_{11}}, \quad (1.30)$$

mit $\Delta h = h_{11} \cdot h_{22} - h_{12} \cdot h_{21}$. (1.31)

Diese Rechnung ist jedoch aus bereits erläuterten Gründen nur bei niedrigen Frequenzen sinnvoll.

— Umrechnung y-Parameter in h-Parameter

$$h_{11} = \frac{1}{y_{11}}, \tag{1.32}$$

$$h_{12} = -\frac{y_{12}}{y_{11}}, \tag{1.33}$$

$$h_{21} = \frac{y_{21}}{y_{11}}, \tag{1.34}$$

$$h_{22} = \frac{\Delta y}{y_{11}}, \tag{1.35}$$

mit $\Delta y = y_{11} \cdot y_{22} - y_{12} \cdot y_{21}$. (1.36)

Die bisherigen Betrachtungen zu den Vierpolparametern des Transistors erfolgten ohne näheres Eingehen auf die jeweils verwendete Grundschaltung (Emitter-, Basis- oder Kollektorschaltung). y- und h-Parameter sind aber von der Art der Grundschaltung abhängig. Es muß deshalb bei beiden Parameterarten noch eine zusätzliche Kennzeichnung erfolgen, die den Hinweis auf die betrachtete Grundschaltung gibt. Man hängt deshalb an die schon vorhandenen beiden Indizes eines jeden Parameters einen zusätzlichen Buchstaben an.
Die Basisschaltung kennzeichnet ein b, die Emitterschaltung ein e, die Kollektorschaltung ein c.

Beispiele

h_{11e}; h_{21c}; h_{22b}

oder

y_{12b}; y_{22e}; y_{11c}.

Über einfache, aber teilweise recht umfangreiche Gleichungen besteht grundsätzlich die Möglichkeit, aus den Parametern einer Grundschaltung die entsprechenden Parameter einer anderen Grundschaltung zu errechnen. Der interessierte Leser findet die dazu erforderlichen Gleichungen z. B. in [7] und [12].

1.6. Die Anwendung der h- und y-Parameter

1.6.1. Betriebsgrößen bei der Anwendung der h-Parameter

1.6.1.1. Der Eingangswiderstand des Transistors

Die im vorangegangenen Abschnitt definierten Vierpolparameter eignen sich gut für die Berechnung bestimmter Betriebsgrößen des Transistors. Die Vierpolbetrachtung — und das soll nochmals unterstrichen werden — erfordert einen linearen Zusammenhang zwischen Strom und Spannung am Vierpol. Mit anderen Worten bedeutet das, die Strom/Spannungskennlinie muß einen linearen Verlauf aufweisen, oder es sind nur Betrachtungen bei kleinen Aussteuerungen um einen bestimmten Arbeitspunkt sinnvoll. Dann kann die gekrümmte Kennlinie für den kleinen Aussteuerungsbereich (in ausreichender Näherung durch die Tangente im Arbeitspunkt an die Kennlinie angelegt) ersetzt werden. Das trifft z. B. auf Vorstufen zu. Es haben sich dafür die Begriffe *Kleinsignalverstärker* und *Kleinsignalverhalten* eingebürgert.
Bei Leistungsverstärkern nutzt man meist den gesamten zur Verfügung stehenden Aussteuerbereich. Die Kennlinien des Transistors weisen in diesem dann erhebliche Krümmungen auf. Die Vierpolbetrachtung läßt sich auf dieses Großsignalverhalten *nicht* mehr anwenden.
Bei der Vierpolbetrachtung interessiert das Zusammenwirken zwischen Wechselspannungsquelle, z. B. Mikrofon, Antenne und Verbraucher, bei Zwischenschaltung des Transistors als Verstärker. Bild 11 zeigt die Grundschaltung. Die Wechselspannungsquelle liefert eine Spannung u_0. Am Eingang des Transistorvierpols liegt die Spannung u_1. Der Widerstand R_i stellt den inneren Widerstand der Spannungsquelle dar, die als

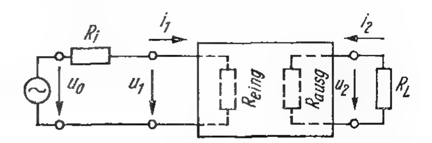


Bild 11
Verstärkergrundschaltung

ideal — d. h. ohne inneren Widerstand — angenommen wurde. Da der Transistor keinen unendlich großen Eingangswiderstand R_{eing} hat, bilden R_i und R_{eing} einen Spannungsteiler, aus dem

$$u_o > u_1 \tag{1.37}$$

folgt.

Zwischen u_o und u_1 besteht nach der Spannungsteilerregel der Zusammenhang

$$\frac{u_o}{u_1} = \frac{R_i + R_{eing}}{R_{eing}}. \tag{1.38}$$

In dieser Gleichung interessiert besonders die Größe des Transistoreingangswiderstands R_{eing}, die sich durch nachfolgende Überlegungen und Rechnungen aus den Vierpolparametern bestimmen läßt.

Allgemein gilt für einen Vierpol

$$u_1 = h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot u_2, \tag{1.18}$$

$$i_2 = h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot u_2. \tag{1.19}$$

Aus Bild 11 geht hervor, daß

$$R_{eing} = \frac{u_1}{i_1}. \tag{1.39}$$

Mit dem Lastwiderstand R_L ergibt sich unter Berücksichtigung der Zählrichtungen

$$-R_L = \frac{u_2}{i_2} \tag{1.40}$$

bzw.

$$u_2 = -R_L \cdot i_2. \tag{1.40a}$$

Setzt man in Gl. (1.19) die Gl. (1.40a) ein, so folgt

$$i_2 = h_{21} \cdot i_1 - h_{22} \cdot R_L \cdot i_2. \tag{1.41}$$

Nach i_1 aufgelöst, erhalten wir

$$i_1 \cdot h_{21} = i_2 + h_{22} \cdot R_L \cdot i_2, \tag{1.41a}$$

$$i_1 = \frac{i_2 (1 + h_{22} \cdot R_L)}{h_{21}}. \tag{1.41b}$$

In Gl. (1.39) wird nun für u_1 die rechte Seite von Gl. (1.18) eingesetzt und dabei für Gl. (1.40a) und Gl. (1.41b) mit verwendet.

Die Rechnung ergibt dann

$$R_{eing} = \frac{h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot u_2}{i_1}, \tag{1.39a}$$

$$R_{eing} = \frac{\left[h_{11} \cdot i_2 \frac{(1 + h_{22} R_L)}{h_{21}} - h_{12} \cdot R_L \cdot i_2\right] h_{21}}{i_2 (1 + h_{22} \cdot R_L)}, \tag{1.39b}$$

$$R_{eing} = \frac{h_{11} + h_{11} h_{22} R_L - h_{12} \cdot h_{21} R_L}{1 + h_{22} R_L}. \tag{1.39c}$$

Mit Gl. (1.31) läßt sich Gl. (1.39c) vereinfachen, und man erhält schließlich

$$R_{eing} = \frac{h_{11} + \Delta h \cdot R_L}{1 + h_{22} R_L}. \tag{1.39d}$$

Damit ist der Eingangswiderstand des Transistors eine vom Lastwiderstand R_L und den Vierpolparametern abhängige Größe. Unter Verwendung der in Tafel 1 angeführten h-Parameter für einen Vorstufentransistor sollen einige Betrachtungen die Aussage von Gl. (1.39d) verdeutlichen und eine grafische Darstellung des Zusammenhangs

$$R_{eing} = f(R_L) \tag{1.42}$$

ergeben,

Tafel 1

Mittlere h-Parameter eines Vorstufentransistors
Meßwerte (Arbeitspunkt):

— $I_C \approx 1$ mA
— $U_{CB} \approx 5$ V
— $U_{CE} \approx 5$ V

	Basis-schaltung	Emitter-schaltung	Kollektor-schaltung
h_{11}	40 Ω	2 kΩ	2 kΩ
h_{12}	$4 \cdot 10^{-4}$	$16 \cdot 10^{-4}$	1
h_{21}	— 0,98	50	— 50
h_{22}	1 µs	50 µs	50 µs

Die 2 Grenzfälle $R_L = 0$ (Kurzschluß am Ausgang) und R_L (Leerlauf am Ausgang) ergeben für Gl. (1.39)

a) $R_L = 0$

$$R_{eing} = h_{11}. \tag{1.39e}$$

Es handelt sich um den Eingangswiderstand bei ausgangsseitigem Kurzschluß — einen konstanten Wert für die jeweilige Grundschaltung.

Es gilt dabei

$$h_{11e} \approx h_{11c} > h_{11b} \tag{1.43}$$

und somit

$$R_{eing\,e} \approx R_{eing\,c} > R_{eing\,b}. \tag{1.44}$$

b) $R_L \to \infty$

Eine entsprechende Grenzwertuntersuchung liefert

$$R_{eing} = \frac{\Delta h}{h_{22}}. \tag{1.39f}$$

Es ergibt sich bei ausgangsseitigem Leerlauf gleichfalls ein endlicher Eingangswiderstand.

Die unterschiedlichen Werte der h-Parameter der 3 Grundschaltungen und das teilweise sogar entgegengesetzte Vorzeichen ($h_{21c} \ll 0$, $h_{21b} < 0$ und $h_{21e} \gg 0$) führen bei den 3 Grundschaltungen zu unterschiedlichen Kurvenverläufen für die Beziehung (1.42); siehe dazu Bild 12.
Bei der Basisschaltung ist eine Zunahme, bei der Kollektorschaltung eine hohe Zunahme, für die Emitterschaltung eine Abnahme des Eingangswiderstands mit zunehmendem Wert des Lastwiderstands zu erkennen. Man beachte dabei die logarithmische Teilung beider Koordinaten.

1.6.1.2. Der Ausgangswiderstand des Transistors

Eine gleiche Betrachtung liefert die Abhängigkeit des Ausgangswiderstands R_{ausg} des Transistors vom inneren Widerstand des Generators, d. h. den Zusammenhang

$$R_{ausg} = f(R_i). \tag{1.45}$$

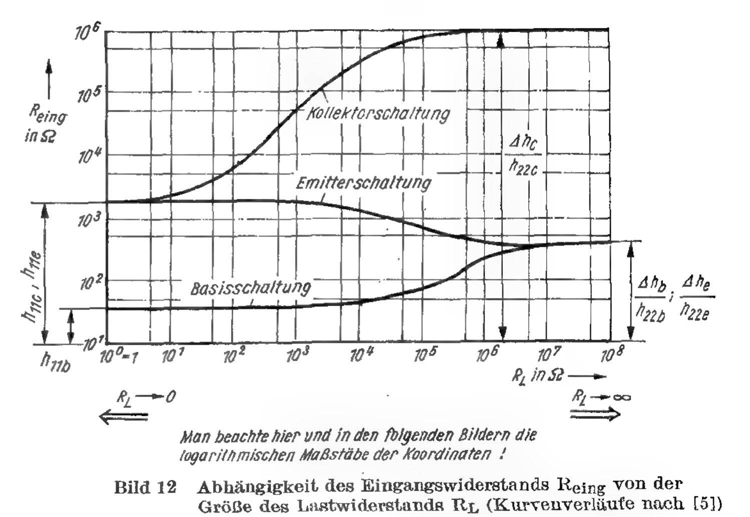


Bild 12 Abhängigkeit des Eingangswiderstands R_{eing} von der Größe des Lastwiderstands R_L (Kurvenverläufe nach [5])

Ausgehend von Gl. (1.18) und Gl. (1.19) folgt nach prinzipiell ähnlicher Rechnung, da

$$R_{ausg} = \frac{u_2}{i_2}, \tag{1.46}$$

$$R_{ausg} = \frac{h_{11} + R_i}{\Delta h + h_{22} \cdot R_i}. \tag{1.46a}$$

Der Ausgangswiderstand läßt sich mit dem dynamischen Innenwiderstand der Elektronenröhre vergleichen (siehe auch Heft 69, *Kennlinien elek'ronischer Bauelemente Teil I — Elektronenröhren,* S. 67/68). Die grafische Darstellung von Gl. (1.46a) zeigt für die 3 Grundschaltungen ebenfalls prinzipielle Unterschiede im Verlauf (Bild 13).
In der Basisschaltung steigt R_{ausg} zwischen den beiden Grenzen ($R_i \to 0$ und $R_i \to \infty$) um den Faktor 10. Bei der Emitterschaltung ist der schon von R_{eing} bekannte Abfall ($h_{21e} \gg 0$!) um etwa den Faktor 10 zu verzeichnen. Die stärkste Abhängigkeit des Ausgangswiderstands von der Größe des Generatorwiderstands, d. h. von dem inneren Widerstand R_i der Spannungsquelle, zeigt die Kollektorschaltung. Es ist ein Anstieg um etwa 3 Zehnerpotenzen zu erkennen.
Auf einen interessanten Zusammenhang sei noch hingewiesen. Bei $R_i \to \infty$ folgt aus Gl. (1.44a)

$$R_{ausg} = \frac{1}{h_{22}}. \tag{1.46b}$$

Da

$$h_{22e} \approx h_{22c} \gg h_{22b}, \tag{1.47}$$

folgt mit Gl. (1.46b)

$$R_{ausg\,e} \approx R_{ausg\,c} \ll R_{ausg\,b} \tag{1.48}$$

bei sehr hohem Generatorwiderstand ($R_i > 10^7\,\Omega$).
Bei sehr kleinem Generatorwiderstand $R_i < 10\,\Omega$) läßt sich Gl. (1.44a) durch

$$R_{ausg} = \frac{h_{11}}{\Delta h} \tag{1.46c}$$

annähern.

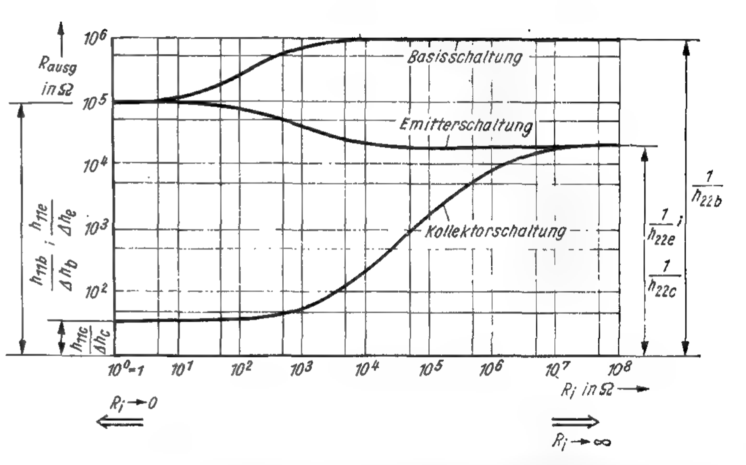


Bild 13 Abhängigkeit des Ausgangswiderstands R_{ausg} von der Größe des Generatorwiderstands R_i (Kurvenverläufe nach [5])

Ein Vergleich zwischen den Eingangs- und Ausgangswiderständen der 3 Grundschaltungen zeigt die geringste Änderung von R_{eing} bzw. R_{ausg} in Abhängigkeit von R_L und R_i bei der Emitterschaltung.

1.6.1.3. Strom-, Spannungs- und Leistungsverstärkung des Transistors

Als weitere Betriebsgrößen interessieren die *Stromverstärkung*

$$v_i = \frac{i_2}{i_1}, \tag{1.49}$$

die *Spannungsverstärkung*

$$v_u = \frac{u_2}{u_1}, \tag{1.50}$$

die *Leistungsverstärkung*

$$v_p = \frac{P_{ausg}}{P_{eing}} = v_u \cdot v_i; \tag{1.51}$$

P_{ausg} — die im Außenwiderstand (Lastwiderstand) R_L verbrauchte Wirkleistung — errechnet sich zu

$$P_{ausg} = i_2^2 \cdot R_L. \tag{1.52}$$

Auch für Gl. (1.49), (1.50) und (1.51) ergibt die Verwendung von Gl. (1.18) und (1.19) Abhängigkeiten dieser Betriebsgrößen von den jeweiligen h-Parametern. Folgende Beziehungen sind gültig (es wird aus Platzgründen nicht der gesamte Rechnungsweg dargestellt):

$$v_i = \frac{h_{21}}{1 + h_{22} R_L}. \tag{1.49a}$$

$$v_u = (-) \frac{h_{21} R_L}{\Delta h \cdot R_L + h_{11}}. \tag{1.50a}$$

$$v_p = \frac{h_{21}^2 \cdot R_L}{(1 + h_{22} R_L)(h_{11} + \Delta h \cdot R_L)}. \tag{1.51a}$$

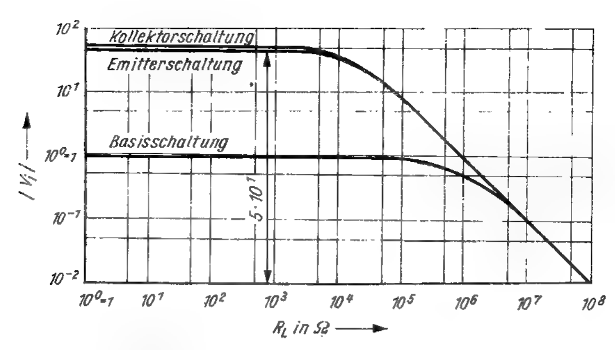


Bild 14 Abhängigkeit der Stromverstärkung $|v_i|$ vom Lastwiderstand R_L (Kurvenverläufe nach [5])

Die grafische Darstellung von

$$|v_i| = f(R_L), \tag{1.49b}$$

d. h., die Abhängigkeit des Betrags der Stromverstärkung vom Außenwiderstand R_L zeigt Bild 14.
Bei $R_L = 0$, d. h. bei ausgangsseitigem Kurzschluß, entartet Gl. (1.49a) erwartungsgemäß zu

$$|v_i| = h_{21}, \tag{1.49c}$$

der Kurzschlußstromverstärkung.
Da $h_{21b} < 0$, $h_{21c} \ll 0$ und $h_{21e} \gg 0$ (vgl. Tafel 1), wird die Darstellung des Betrags der Stromverstärkung als Funktion des Außenwiderstands R_L verständlich.
Kollektor- und Emitterschaltung zeigen annähernd gleiche Werte für die Stromverstärkung. Die Basisschaltung liegt in ihren Werten für v_i bei $R_L < 10^7\,\Omega$ wesentlich unter den beiden erstgenannten.
Mit wachsendem R_L wirkt sich der Summand $h_{22} \cdot R_L$ im Nenner immer stärker aus, so daß nach anfänglich nahezu konstantem Verlauf (bis $R_L < 10^4\,\Omega$ reichend) ein starker Abfall einsetzt.
Bei $R_L \to \infty$ geht dann schließlich $v_i \to 0$, da der 2. Summand im Nenner über alle Grenzen wächst.

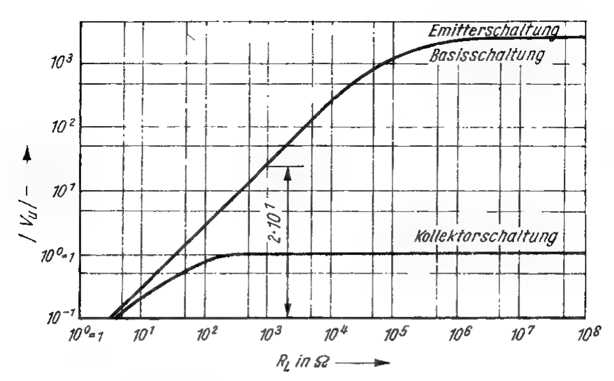


Bild 15 Abhängigkeit der Spannungsverstärkung $|v_u|$ vom Lastwiderstand R_L (Kurvenverläufe nach [5])

Eine gleichartige Betrachtung ergibt aus Gl. (1.50a) den Zusammenhang

$$|v_u| = f(R_L), \tag{1.50b}$$

der grafisch in Bild 15 gleichfalls für die 3 Grundschaltungen dargestellt ist.

Für sehr kleine Werte von R_L, konkret bei $R_L = 0$ (Kurzschluß), folgt aus Gl. (1.50a)

$$|v_u| = 0, \tag{1.50c}$$

da der Zähler 0 wird. Das ist auch sofort einzusehen, denn bei $R_L = 0$ ist der Ausgang kurzgeschlossen und damit $u_2 = 0$; folglich ergibt sich mit Gl. (1.50) auch $v_u = 0$. Die Vergrößerung von R_L bringt ein ständiges Wachsen von u_2 mit sich (konstantes i_2 vorausgesetzt). Der Ausgangsstrom bleibt aber nicht bis zu unbegrenzten Werten von R_L konstant, so daß sich für $R_L > 10^3\,\Omega$ bei der Kollektorschaltung und für $R_L > 10^6\,\Omega$ bei der Emitterschaltung eine konstante v_u einstellt.

Bei $R_L \to \infty$ (Leerlauf) folgt aus Gl. (1.50a) der Grenzwert

$$|v_u| = \frac{h_{21}}{\Delta h}. \tag{1.50d}$$

Ein Vergleich zeigt

$$|v_{ue}| \approx |v_{ub}| \gg |v_{uc}|.$$

Man berücksichtige dabei wiederum die logarithmische Teilung beider Koordinaten.

Während bei einer Röhre (Triode oder Pentode in A-Betrieb) die erzielte Verstärkung von der Größe der am Gitter liegenden Wechselspannung abhängig war (optimaler Arbeitspunkt vorausgesetzt), spielen — da der Transistor zu seiner Steuerung in jedem Fall eine Leistung P_{eing} benötigt — die Größe der Wechselspannung und die Stärke des Wechselstroms (Eingangs- und Ausgangsleistung) eine Rolle.

Es sei nochmals ein Vergleich mit der Röhre gestattet. Bei Frequenzen — beispielsweise im NF-Bereich — ist der dynamische Eingangswiderstand einer Röhre nahezu unendlich hoch. Betrachtet man die Röhre gleichfalls als Vierpol, und das kann man bei kleinen Aussteuerungen durchaus, so wird, da $R_{eing} \to \infty$, $i_1 \to 0$ gehen. Dieser Eingangswiderstand der Röhre hängt bei niedrigen Frequenzen auch nicht von der Größe des Lastwiderstands R_L ab. Völlig anders liegen die Verhältnisse beim Transistor. Bei ihm ist R_{eing} eine Funktion des Außenwiderstands R_L, und der Wert liegt nach Schaltungsart und Größe des Außenwiderstands recht unterschiedlich. Es fließt daher in Abhängigkeit vom Typ des gewählten Transistors, von der Art der Grundschaltung, von der Wahl des Arbeitspunkts und von der Größe der Eingangsspannung u_1 ein mehr oder weniger hoher Eingangsstrom i_1. Dem Transistor muß eine Leistung zugeführt werden. Diese Eingangsleistung

$$P_{eing} = i_1 \cdot u_1, \tag{1.53}$$

$$P_{eing} = i_1^2 R_{eing} = \frac{u_1^2}{R_{eing}} \tag{1.53a}$$

ist von der Wechselspannungsquelle aufzubringen.

Gl. (1.51a) gibt für einen bestimmten Transistor — charakterisiert durch seine h-Parameter - den Zusammenhang

$$v_p = f(R_L), \tag{1.51b}$$

d. h. die Abhängigkeit der Leistungsverstärkung vom Lastwiderstand, wieder. Die grafische Darstellung dieser Abhängig-

keit der Leistungsverstärkung vom Lastwiderstand zeigt Bild 16. Sie verdeutlicht die etwa um den Faktor 10 höhere Leistungsverstärkung der Emitterschaltung gegenüber der der Basisschaltung (logarithmischer Maßstab!). Einen noch wesentlich geringeren Wert für v_p ergibt die Kollektorschaltung, die damit für einen Verstärkeraufbau ausscheidet und lediglich als Impedanzwandler bestimmte Bedeutung hat.
Die in Bild 16 für v_p gezeigten Kurvenverläufe lassen sich aus den Kurvenverläufen in Bild 14 (v_i) und 15 (v_u) gewinnen, da mit Gl. (1.51)

$$v_p = |v_u| \cdot |v_i| \tag{1.51}$$

gilt.

Beispiel

Emitterschaltung bei $R_L = 10^3\,\Omega$

$$|v_i| = 5 \cdot 10^1 = 50$$
$$|v_u| = 2 \cdot 10^1 = 20$$
$$v_p = 2 \cdot 10^1 \cdot 5 \cdot 10^1 = 20 \cdot 50 = 1000 = 10^3$$

Dieses Verfahren läßt sich für jeden beliebigen Schaltungstyp und jeden Lastwiderstand wiederholen.
Führen Sie zum besseren Verständnis dieses Beispiels selbst einmal für folgende R_L-Werte fort:

Emitterschaltung R_L — 0, $10^3\,\Omega$, $10^4\,\Omega$, $10^5\,\Omega$, $10^6\,\Omega$ und $10^8\,\Omega$
Basisschaltung R_L — 0, $10^4\,\Omega$, $10^5\,\Omega$, $10^6\,\Omega$, $10^7\,\Omega$ und $10^8\,\Omega$
Kollektorschaltung R_L — 0, $10\,\Omega$, $10^2\,\Omega$, $10^3\,\Omega$, $10^4\,\Omega$ und $10^6\,\Omega$

Sie werden mit den Werten aus Bild 14 und Bild 15 die Werte entsprechend Bild 16 erhalten. Gleichzeitig wird der beiderseits vom Extremwert abfallende Kurvenverlauf in Bild 16 deutlich. Es sei nochmals betont, daß die Leistungsverstärkung ein *Produkt* aus Strom *und* Spannung ist. Wird *eine* der beiden Größen 0, dann ergibt sich auch für die *Leistung 0*. Betrachten wir noch einmal Bild 14. Es zeigt, daß Kollektor- und Emitterschaltung für $R_L < 10^6\,\Omega$ eine Stromverstärkung ergeben, die Basisschaltung aber keine Stromverstärkung ($|v_i| < 1$) bringt. Bild 15 zeigt für $|v_u|$, daß Emitter- und Basisschaltung für

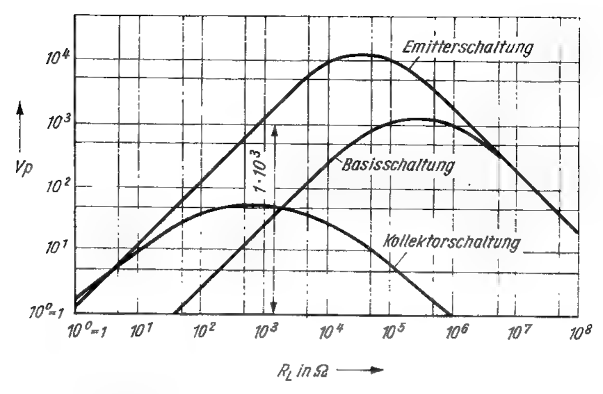


Bild 16 Abhängigkeit der Leistungsverstärkung v_p vom Lastwiderstand R_L (Kurvenverläufe nach [5])

$R_L > 50\,\Omega$ rasch ansteigende Werte für die Spannungsverstärkung aufweisen, während die Kollektorschaltung maximal den Wert $|v_u| = 1$ erreicht. Die Emitterschaltung ergibt also für Strom- *und* Spannungsverstärkung hohe Werte, die Basisschaltung *nur eine hohe Spannungsverstärkung*, die Kollektorschaltung *nur eine hohe Stromverstärkung*. Die bei allen 3 Kurven (Bild 16) auftretenden Maxima liegen bei unterschiedlichen Werten für R_L. Um auch dafür eine Erklärung zu geben und bestimmte Folgerungen abzuleiten, soll das Problem der Anpassung kurz gestreift werden.

1.6.1.4. Optimale Größen für R_i, R_L und v_p

Betrachten wir zuerst nochmals die Eingangsseite etwas genauer. Nach Gl. (1.53) wird die Eingangsleistung durch das Produkt von Strom und Spannung am Eingang des Transistors bestimmt. Bild 11 verdeutlicht alle Schaltelemente des Eingangs.

Für u_1 galt

$$\frac{u_1}{u_0} = \frac{R_{eing}}{R_{eing} + R_i}. \tag{1.38a}$$

$$u_1 = u_0 \frac{R_{eing}}{R_{eing} + R_i}. \qquad (1.38b)$$

Der Strom im Eingangskreis errechnet sich zu

$$i_1 = \frac{u_0}{R_i + R_{eing}}. \qquad (1.54)$$

Setzt man Gl. (1.38b) und Gl. (1.54) in Gl. (1.53) ein, so folgt

$$P_{eing} = u_0^2 \cdot \frac{R_{eing}}{(R_{eing} + R_i)^2}. \qquad (1.53b)$$

Bei konstanter Generatorspannung u_0 ist damit die Eingangsleistung eine Funktion des Verhältnisses von Generatorwiderstand R_i zum Eingangswiderstand R_{eing}. Um eine Aussage über das günstigste Verhältnis beider Widerstände zu ermöglichen, wird

$$P_{eing} = f\left(\frac{R_{eing}}{R_i}\right) \qquad (1.53c)$$

aufgetragen (Bild 17).

Bei $R_{eing} = 0$ folgt $P_{eing} = 0$. Wächst R_{eing}, dann steigt P_{eing}, um bei $R_{eing} = R_i$ (Anpassungsfall) einen maximalen Wert zu erreichen. Für den Anpassungsfall, d. h.

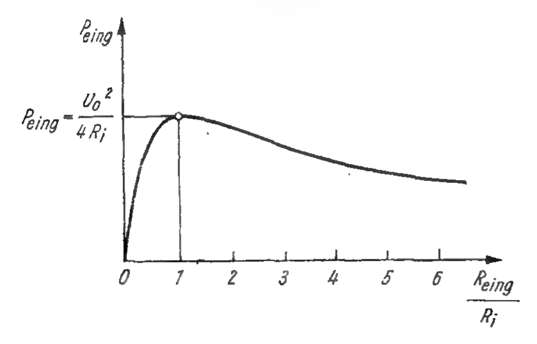


Bild 17 Eingangsleistung am Transistor in Abhängigkeit vom Verhältnis R_{eing} zu R_i

$$R_{eing} = R_i, \tag{1.55}$$

geht Gl. (1.53b) in

$$P_{eing} = \frac{u_0^2}{4\,R_i} \tag{1.53d}$$

über.

Ein weiteres Ansteigen von R_{eing}, d. h. $R_{eing} > R_i$, bringt einen stetigen Abfall der Eingangsleistung mit sich. Wächst R_{eing} auf sehr hohe Werte (das ist beim Transistor nicht realisierbar und soll nur diese allgemeingültigen Betrachtungen zur Leistungsübertragung vervollständigen), so liefert eine entsprechende Grenzwertbetrachtung

$$P_{eing} = 0. \tag{1.53e}$$

Das ist auch sofort einzusehen, denn $R_{eing} \to \infty$ bedeutet $i_1 \to 0$, und damit folgt aus Gl. (1.53) ebenfalls Gl. (1.53e). Analoge Überlegungen zeigen daher auch für den Lastwiderstand R_L einen optimalen Wert. Er stellt sich gleichfalls im Anpassungsfall ein, d. h. bei

$$R_{ausg} = R_L. \tag{1.56}$$

Da R_{ausg} für die verschiedenen Schaltungstypen unterschiedliche Werte aufweist, das Maximum für v_p aber bei einem Wert für R_L gemäß Gl. (1.56) auftritt, erklären sich die unterschiedlichen R_L-Werte für die Maxima von v_{pe}, v_{pb} und v_{pc} in Bild 16.

Beispiel

Die Basisschaltung hat eine hohe Spannungsverstärkung. Daraus folgt $R_L = 10^4\,\Omega$ bis $10^7\,\Omega$. Für diese R_L-Werte ergibt sich mit Bild 12 ein $R_{eing} \approx 10^2\,\Omega$. Aus Gl. (1.55) folgt $R_i \approx 100\,\Omega$. Aus Bild 13 gewinnt man mit diesem R_i für die Basisschaltung $R_L \approx 10^5\,\Omega$ bis $10^6\,\Omega$.
Der Vergleich mit Bild 16 zeigt, daß der Maximalwert für v_p tatsächlich in diesem Bereich liegt.
Wenn Sie zur Übung die gleiche Überlegung für die Emitterschaltung und Kollektorschaltung durchführen, so finden Sie dabei die Lage der Maxima für die speziellen Arbeitsweisen der Stufen bestätigt. Die optimalen Werte für R_i und R_L lassen

sich gleichfalls aus den h-Parametern ermitteln. Die maximale Leistungsverstärkung $v_{p\,max}$ tritt dann auf, wenn die Bedingungen

$$R_{i\,opt} = \sqrt{\frac{h_{11} \cdot \Delta h}{h_{22}}} \tag{1.57}$$

und

$$R_{L\,opt} = \sqrt{\frac{h_{11}}{h_{22} \cdot \Delta h}} \tag{1.58}$$

erfüllt sind.
Die maximale Leistungsverstärkung $v_{p\,opt}$ bei ein- und ausgangsseitiger Anpassung, d. h.

$$R_{eing} = R_i = R_{i\,opt} \tag{1.58}$$

und

$$R_{ausg} = R_L = R_{L\,opt}, \tag{1.59}$$

lautet mit den h-Parametern

$$v_{p\,opt} = \left(\frac{h_{21}}{\sqrt{\Delta h} + \sqrt{h_{11} \cdot h_{22}}}\right)^2. \tag{1.60}$$

In der Basis- und Emitterschaltung gilt $h_{12} \ll 1$. Man kann deshalb $h_{12} \approx 0$ setzen und erhält

$$v_{p\,opt} \approx \frac{{h_{21}}^2}{4\,h_{11} \cdot h_{22}}. \tag{1.60a}$$

Zur Vertiefung der Kenntnisse sei dem Leser empfohlen, mit Gl. (1.57), Gl. (1.58) und Gl. (1.60) bzw. Gl. (1.60a) sowie mit den Werten aus Tafel 1 für die einzelnen Schaltungen $R_{i\,opt}$, $R_{L\,opt}$ und $v_{p\,opt}$ auszurechnen und mit Bild 16 zu vergleichen. Es ergibt sich eine gute Übereinstimmung bei $R_{L\,opt}$, $v_{p\,opt}$ und nach Bild 13 mit $R_{L\,opt} = R_L$ für $R_{i\,opt}$. Die bisherigen Betrachtungen des Transistors als Vierpol schränkten alle Darstellungen dahin gehend ein, daß sie für eine kleine Aussteuerung um einen festgelegten Arbeitspunkt gelten, aber ebenso für kleine Aussteuerungen um andere, sinnvoll gewählte Arbeitspunkte. Die in Tafel 1 für einen bestimmten Arbeitspunkt eines beliebig herausgegriffenen Transistors angeführten

Werte der h-Parameter sind vom Arbeitspunkt abhängig. Die in Bild 12 bis Bild 16 gezeigten Verläufe gelten aber prinzipiell auch für andere Arbeitspunkte.

1.6.2. Betriebsgrößen bei der Anwendung der y-Parameter

Ausgehend von Gl. (1.16) und (1.17) lassen sich in völlig analoger Rechnung die entsprechenden Betriebsgrößen durch die y-Parameter darstellen. Es werden die Endergebnisse in gleicher Reihenfolge angeführt.

1.6.2.1. Der Eingangswiderstand des Transistors

$$R_{eing} = \frac{u_1}{i_1} = \frac{y_{21} \cdot R_L}{1 + y_{22} \cdot R_L} \,. \qquad (1.61)$$

1.6.2.2. Der Ausgangswiderstand des Transistors

$$R_{ausg} = \frac{u_2}{i_2} = \frac{1 + y_{11} \cdot R_i}{y_{22} + \Delta y \cdot R_i} \,. \qquad (1.62)$$

1.6.2.3. Strom-, Spannungs- und Leistungsverstärkung

Stromverstärkung

$$v_i = \frac{i_2}{i_1} = \frac{y_{21}}{y_{11} + \Delta y \cdot R_L} \,, \qquad (1.63)$$

Spannungsverstärkung

$$v_u = \frac{u_2}{u_1} = \frac{y_{21} \cdot R_L}{1 + y_{22} \cdot R_L} \,, \qquad (1.64)$$

Leistungsverstärkung

$$v_p = |v_u| \cdot |v_i| = \frac{|y_{21}|^2 \cdot R_L}{(1 + y_{22} \cdot R_L)(y_{11} + \Delta y \cdot R_L)} \,. \tag{1.65}$$

1.6.2.4. Optimale Größen für R_i, R_L und v_p

$$R_{i\,opt} = \sqrt{\frac{y_{22}}{y_{11} \cdot \Delta y}}\,, \tag{1.66}$$

$$R_{L\,opt} = \sqrt{\frac{y_{11}}{y_{22} \cdot \Delta y}}\,, \tag{1.67}$$

$$v_{p\,opt} = \left(\frac{y_{21}}{\sqrt{\Delta y} + \sqrt{y_{11} \cdot y_{22}}}\right)^2 . \tag{1.68}$$

2. Die Kennlinien des Transistors und ihre Auswertung

2.1. Das Kennlinienfeld und seine Entstehung

2.1.1. Der Kennlinienverlauf in der Basisschaltung

Es ist üblich, für den Transistor in Basisschaltung folgende Zusammenhänge grafisch, d. h. als Kennlinien, darzustellen:

$$I_E = f(U_{EB}) \text{ mit } -U_{CB} \text{ als Parameter} \quad (2.1)$$

$$-I_C = f(I_E) \text{ mit } -U_{CB} \text{ als Parameter} \quad (2.2)$$

$$-I_C = f(-U_{CB}) \text{ mit } I_E \text{ als Parameter} \quad (2.3)$$

$$U_{EB} = f(-U_{CB}) \text{ mit } I_E \text{ als Parameter} \quad (2.4)$$

Zu Gl. (2.1)

Bei der Basisschaltung bildet die Emitter-Basis-Strecke eine in Durchlaßrichtung geschaltete Diode. Der Emitterstrom I_E in Abhängigkeit von der Emitter-Basis-Spannung zeigt das bereits in Teil II, Halbleiterdioden, ausführlich beschriebene Verhalten einer Halbleiterdiode in Durchlaßrichtung. I_E wird

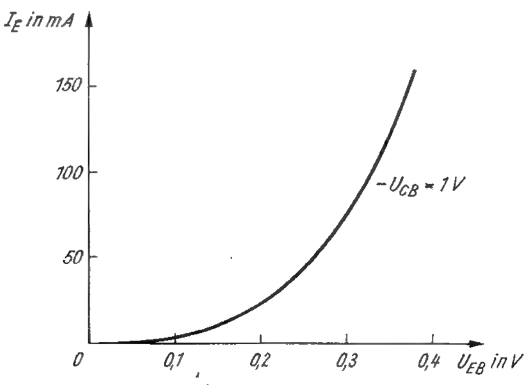


Bild 18 Emitterstrom als Funktion der Emitter-Basis-Spannung

von der zwischen Kollektor und Basis anliegenden Spannung nur sehr wenig beeinflußt, weshalb man für den praktischen Gebrauch sehr oft die Kennlinie nur für einen Parameterwert, z. B. $-U_{CB} = 1$ V, angibt (Bild 18).

Zu Gl. (2.2)

Aus Gl. (1.5), Gl. (1.6) und Gl. (1.7) ergab sich in der Basisschaltung

$$|I_C| = \alpha \, |I_E|. \tag{1.8}$$

Die für Gl. (2.2) stehende Transistorkennlinie stellt damit in guter Näherung eine Gerade dar, deren Anstieg der Kurzschlußstromverstärkung α entspricht. Auch bei dieser Kennlinie — vielfach mit *Stromübertragungskennlinie* bezeichnet — genügt für die praktische Auswertung meist die Darstellung für einen Parameterwert, z. B. $-U_{CB} = 1$ V (Bild 19).

Zu Gl. (2.3)

Dieser Zusammenhang stellt das Ausgangskennlinienfeld des Transistors für verschiedene Emitterströme I_E als Parameter dar. Es zeigt, daß der Kollektorstrom $-I_C$ nahezu unabhängig von der zwischen Kollektor und Basis anliegenden Spannung U_{CB} ist und nur geringfügig unter dem Emitterstrom I_E liegt (Basisstrom I_B!) (Bild 20).

Zu Gl. (2.4)

Als letzte Möglichkeit wird in Bild 21 der Zusammenhang von Emitter-Basis-Spannung U_{EB} und Kollektor-Basis-Spannung U_{CB} für verschiedene Emitterströme gezeigt. Es zeigt sich, daß bei konstantem Emitterstrom I_E die Emitter-Basis-Spannung U_{EB} von der zwischen Kollektor und Basis anliegenden Spannung U_{CB} nur sehr wenig beeinflußt wird (geringe Rückwirkung des Ausgangs auf den Eingang). Bemerkenswert ist bei diesem Kennlinienfeld, daß der Abstand zwischen den Kennlinien sich mit zunehmendem Emitterstrom (I_E als Parameter!) immer mehr verringert. Ein Vergleich mit Bild 18 gibt dafür sofort die Erklärung. Mit wachsender Spannung zwischen Emitter und Basis (U_{EB}) steigt der Emitterstrom zuerst langsam, bei Spannungen $> 0{,}3$ V sehr stark.

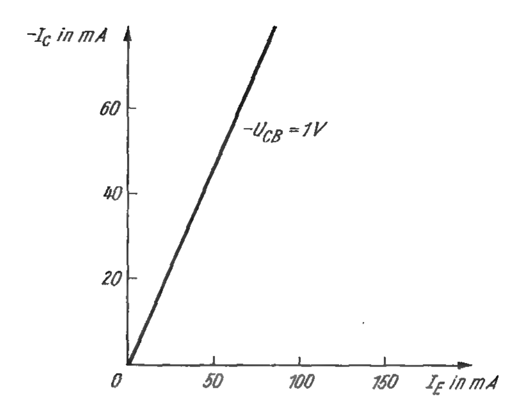


Bild 19 Kollektorstrom als Funktion des Emitterstroms

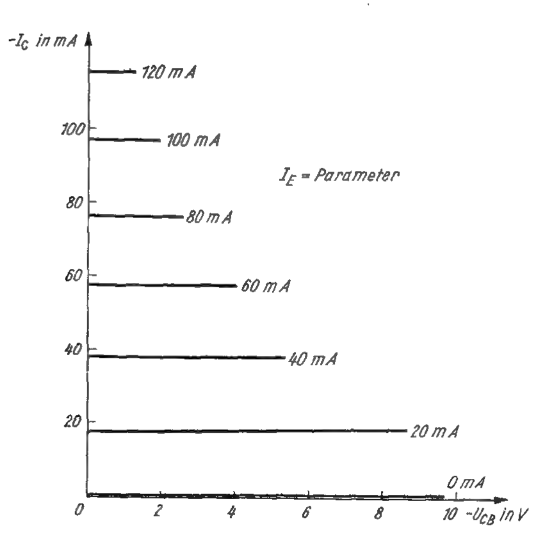


Bild 20 Kollektorstrom als Funktion der Kollektor-Basis-Spannung (I_E-Parameter)

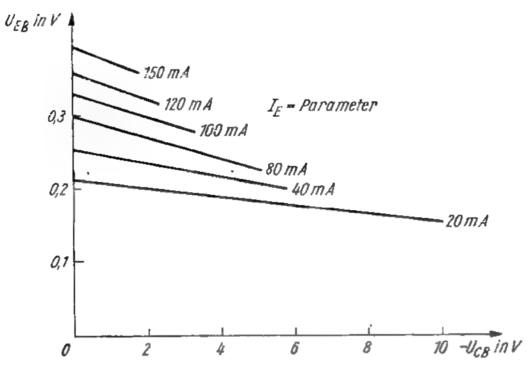


Bild 21 Emitter-Basis-Spannung als Funktion der Kollektor-Basis-Spannung (I_E-Parameter)

2.1.2. Der Kennlinienverlauf in der Emitterschaltung

Analog zur Basisschaltung stellt man in der Emitterschaltung folgende Zusammenhänge als Kennlinien dar:

$$-I_B = f(-U_{BE}) \text{ mit } -U_{CE} \text{ als Parameter} \quad (2.5)$$

$$-I_C = f(-I_B) \text{ mit } -U_{CE} \text{ als Parameter} \quad (2.6)$$

$$-I_C = f(-U_{CE}) \text{ mit } -I_B \text{ als Parameter} \quad (2.7)$$

$$-U_{BE} = f(-U_{CE}) \text{ mit } -I_B \text{ als Parameter} \quad (2.8)$$

Der Verlauf der jeweiligen Kennlinien ähnelt bei der Emitterschaltung sehr dem der Basisschaltung. Auch dafür eine kurze Erläuterung der 4 Kennlinien.

Zu Gl. (2.5)

Der Basisstrom $-I_B$ bildet in dieser Schaltungsart wiederum den Durchlaßstrom der in Durchlaßrichtung betriebenen Diodenstrecke Emitter-Basis. Zwischen Basisstrom $-I_B$ und der Spannung zwischen Basis und Emitter ($-U_{BE}$) besteht damit der bereits erläuterte exponentielle Zusammenhang (Diodenkennlinie im Durchlaßbereich).

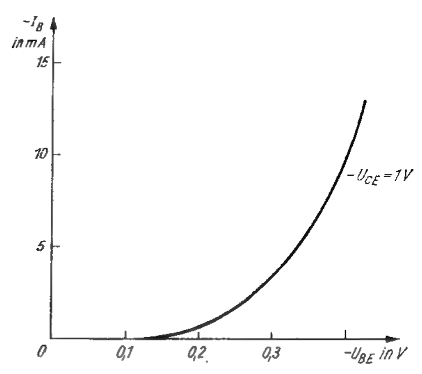


Bild 22 Basisstrom als Funktion der Basis-Emitter-Spannung

Die Spannung zwischen Kollektor und Emitter ($-U_{CE}$) hat auf diese Kennlinie praktisch keinen Einfluß, weshalb die Darstellung mit einem Parameterwert, z. B. $-U_{CE} = 1$ V, in vielen Fällen ausreicht (Bild 22).

Zu Gl. (2.6)

Bei der Basisschaltung stand die entsprechende Kennlinie eng mit der Kurzschlußstromverstärkung α in Verbindung. Auch für die Emitterschaltung läßt sich eine Kurzschlußstromverstärkung definieren. Sie wird mit β bezeichnet, und es gilt bei vernachlässigtem Kollektorreststrom folgende Gleichung:

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{I_C}{I_E - I_C} \qquad (2.9)$$

bei kurzgeschlossenem Ausgang, d. h. $U_{CE} = 0$. Mit Gl. (1.8) folgt aus Gl. (2.9)

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}. \qquad (2.9a)$$

Da $\alpha < 1$, ergibt sich schließlich stets $\beta > 1$. Die tatsächlich erzielten Werte liegen zwischen $\beta \approx 10$ bis 200. Die Stromverstärkung der Emitterschaltung steht gleichfalls in engem Zusammenhang mit der durch Gl. (2.6) beschriebenen Kennlinie.

Es gilt

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}. \tag{2.9b}$$

Die die Gl. (2.6) erfüllende Transistorkennlinie entspricht bei Kleinsignaltransistoren (Vorstufentransistoren) in erster Näherung einer Geraden, d. h., die Stromverstärkungen β für verschieden gewählte Arbeitspunkte stimmen überein (Bild 23)

$$\beta_1 \approx \beta_2 \approx \beta. \tag{2.9c}$$

Bei Großsignaltransistoren (Leistungstransistoren, Schalttransistoren) zeigt die die Gl. (2.6) erfüllende Transistorkennlinie eine nicht zu vernachlässigende Krümmung. Die Bestimmung der

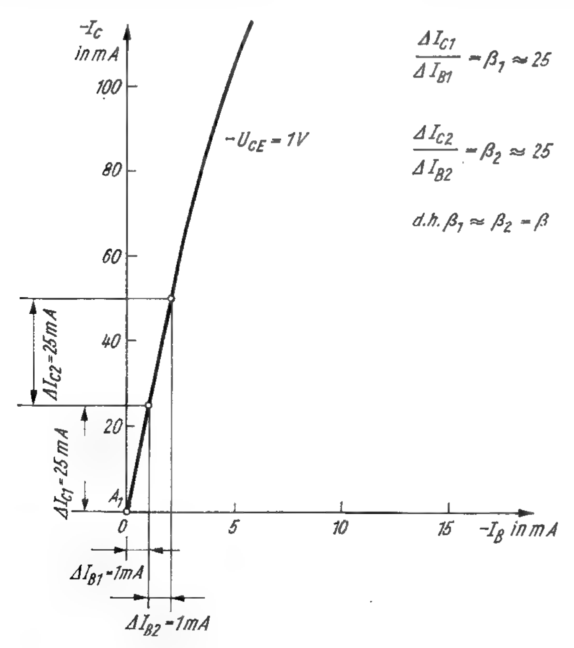


Bild 23 Kollektorstrom als Funktion des Basisstroms bei kleiner Aussteuerung

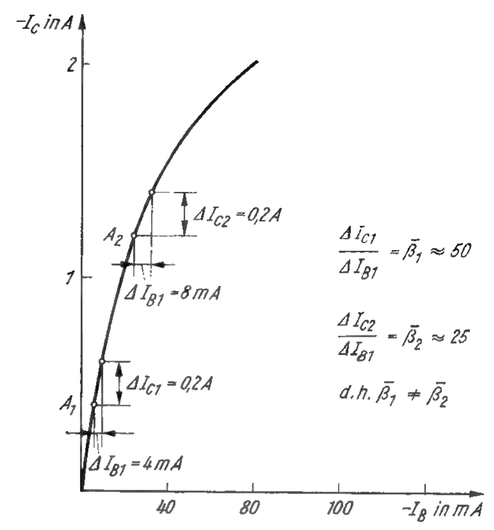


Bild 24 Kollektorstrom als Funktion des Basisstroms bei großer Aussteuerung

Großsignal-Stromverstärkung $\bar{\beta}$ muß dann für jeden Arbeitspunkt vorgenommen werden (Bild 24).

$$\bar{\beta}_1 \neq \bar{\beta}_2 \neq \bar{\beta}, \tag{2.9d}$$

wobei mit zunehmendem Kollektorstrom I_C die Großsignalstromverstärkung $\bar{\beta}$ (auch mit B bezeichnet) abnimmt, d. h., $\bar{\beta}_2 < \bar{\beta}_1$.

Die in den Katalogunterlagen der Bauelementehersteller angegebenen Stromverstärkungen gelten deshalb besonders bei Leistungstransistoren und Schalttransistoren nur für bestimmte Arbeitspunkte, die als Meßbedingungen (z. B. $-U_{CE} = 2$ V und $-I_C = 1{,}5$ A bei *GD 180* für die Stromverstärkungsgruppen A I, B II und C III) verzeichnet sind. Die Spannung zwischen Kollektor und Emitter (U_{CE}) hat auf den Verlauf der ausgewerteten Transistorkennlinie nur geringen Einfluß. Das zeigt z. B. für den Leistungstransistor *GD 180* deutlich Bild 25. In vielen Fällen erfolgt deshalb nur die Angabe für einen Wert $-U_{CE}$ als Parameter.

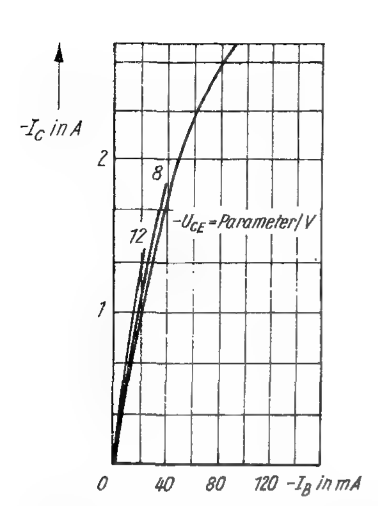


Bild 25 Kollektorstrom als Funktion des Basisstroms bei verschiedenen Werten für $-U_{CE}$ als Parameter (*GD 180* HFO [12])

Zu Gl. (2.7)

Mit dieser Gleichung ergibt sich das Ausgangskennlinienfeld des Transistors in Emitterschaltung, wobei mit verschiedenen Basisströmen I_B als Parameter die in Bild 26 gezeigte Kennlinienschar entsteht. Dieses Ausgangskennlinienfeld stellt ein wichtiges Hilfsmittel bei der Dimensionierung von Transistorstufen dar. Wir kommen auf die Möglichkeiten seiner Auswertung noch zurück. Es sei auf die auffallende Ähnlichkeit mit dem I_a/U_a-Kennlinienfeld der Pentode verwiesen (vgl. *Kennlinien elektronischer Bauelemente Teil I — Elektronenröhren*, Bild 69, Bild 70). Für den Basisstrom $I_B = 0$, d. h. bei offenem Eingang, fließt im Kollektorkreis noch ein Reststrom I_{CEO} (Kollektorreststrom in Emitterschaltung bei offener Basis), der mit zunehmender Spannung zwischen Kollektor und Emitter (U_{CE}) wächst. Die deutlich steigende Tendenz der Kennlinien rührt vom Wachsen des Reststroms mit zunehmender Verstärkung her.

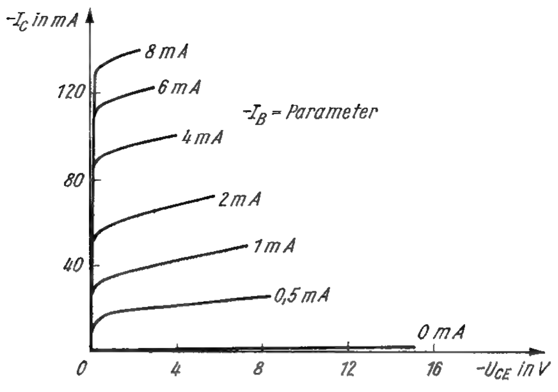


Bild 26 Kollektorstrom als Funktion der Kollektor-Emitter-Spannung (—I_B-Parameter)

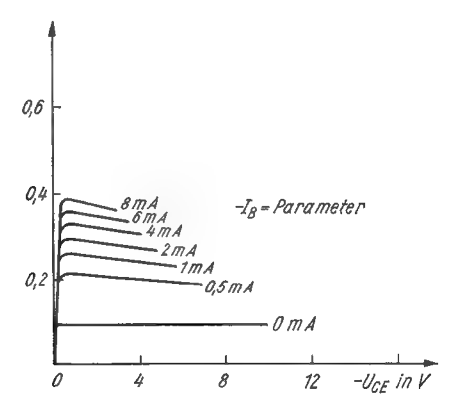


Bild 27 Basis-Emitter-Spannung als Funktion der Kollektor-Emitter-Spannung (—I_B-Parameter)

Zu Gl. (2.8)

Das diese Gleichung mit I_B als Parameter erfüllende Kennlinienfeld kennzeichnet wiederum die Spannungsrückwirkung des Ausgangs auf den Eingang (Bild 27).

2.1.3. Zusammengefaßte Kennlinienfelder

Sowohl die in Abschnitt 2.1.1. als auch die in Abschnitt 2.1.2. behandelten 4 Kennlinienfelder lassen sich für die Basisschaltung und für die Emitterschaltung jeweils in einem Kennlinienfeld zusammenfassen. Bei der Basisschaltung treten die 4 Koordinaten I_E, $-I_C$, U_{EB} und $-U_{CB}$ auf. In das in Bild 28 gezeigte Koordinatensystem können die 4 verschiedenen Kennlinien eingezeichnet werden, wobei sich Drehungen für den II., III. und IV. Quadranten nicht vermeiden lassen. Analoges Vorgehen liefert für die Emitterschaltung mit den 4 Koordinaten $-I_B$, $-I_C$, $-U_{BE}$ und $-U_{CE}$ das in Bild 29 gezeigte zusammengefaßte Kennlinienfeld.

Sowohl für die Basisschaltung als auch für die Emitterschaltung gilt:

I. Quadrant — Ausgangskennlinienfeld
II. Quadrant — Stromübertragungskennlinienfeld
III. Quadrant — Eingangskennlinienfeld
IV. Quadrant — Spannungsrückwirkungskennlinienfeld

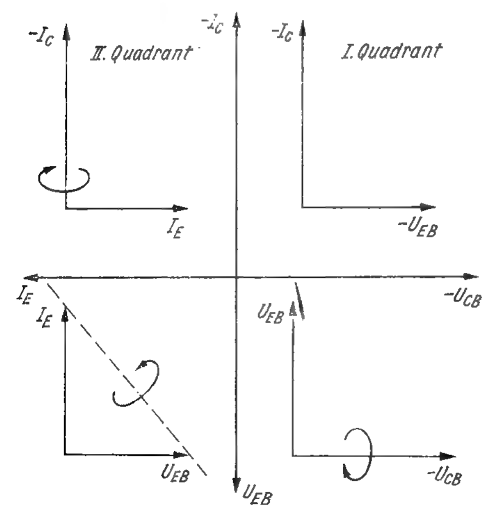


Bild 28 Zusammenfassung der Kennlinien (Basisschaltung)

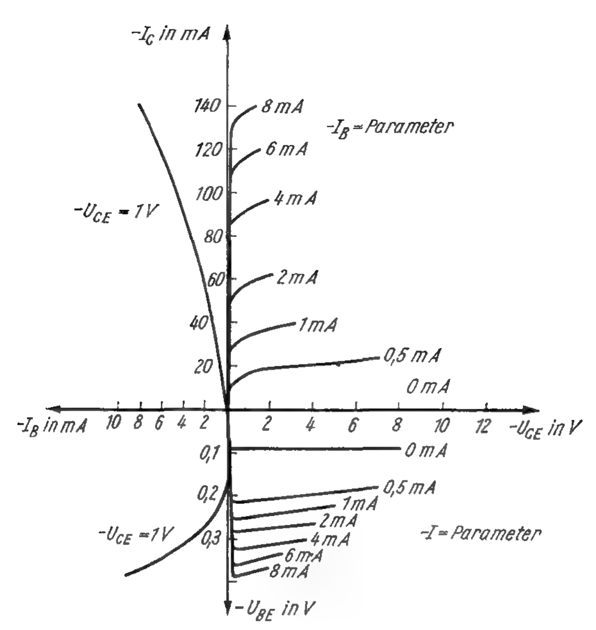


Bild 29 Zusammengefaßtes Kennlinienfeld für die Emitterschaltung

Abschließend sei noch bemerkt, daß es nicht üblich ist, Kennlinien für die Kollektorschaltung anzugeben.

2.2. Das Kennlinienfeld und seine Auswertung

2.2.1. Die Ermittlung der h-Parameter aus dem Kennlinienfeld der Emitterschaltung

Für einen beliebigen, sinnvoll gewählten Arbeitspunkt können aus dem Kennlinienfeld der Emitterschaltung die Vierpolparameter h_{11e}, h_{12e}, h_{21e} und h_{22e} entnommen werden.

Wir hatten auf S. 22 gefunden

$$h_{11} = \frac{u_1}{i_1}\,;\; u_2 = 0. \tag{1.18b}$$

$$h_{12} = \frac{u_1}{u_2}\ ; i_1 = 0, \tag{1.18d}$$

$$h_{21} = \frac{i_2}{i_1}\ ; u_2 = 0, \tag{1.19b}$$

$$h_{22} = \frac{i_2}{u_2}\ ; i_1 = 0. \tag{1.19d}$$

Für die Emitterschaltung folgt daraus (Bild 7)

$$h_{11e} = \frac{U_{BE}}{I_B}\ ;\ U_{CE} = 0, \tag{2.10}$$

$$h_{12e} = \frac{U_{BE}}{U_{CE}}\ ;\ I_B = 0, \tag{2.11}$$

$$h_{21e} = \frac{I_C}{I_B}\ ;\ U_{CE} = 0, \tag{2.12}$$

$$h_{22e} = \frac{I_C}{U_{CE}}\ ;\ I_B = 0. \tag{2.13}$$

Ohne näher auf den mathematisch-physikalischen Zusammenhang einzugehen, sei daraus die Gültigkeit folgender Gleichungen vorausgesetzt:

Aus Gl. (2.10) folgt

$$h_{11e} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B}\ ;\ U_{CE} = \text{konst.} \tag{2.10a}$$

Aus Gl. (2.11) folgt

$$h_{12e} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta U_{CE}}\ ;\ I_B = \text{konst.} \tag{2.11a}$$

Aus Gl. (2.12) folgt

$$h_{21e} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}\ ;\ U_{CE} = \text{konst.} \tag{2.12a}$$

Aus Gl. (2.13) folgt

$$h_{22e} = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{CE}}\ ;\ I_B = \text{konst.} \tag{2.13a}$$

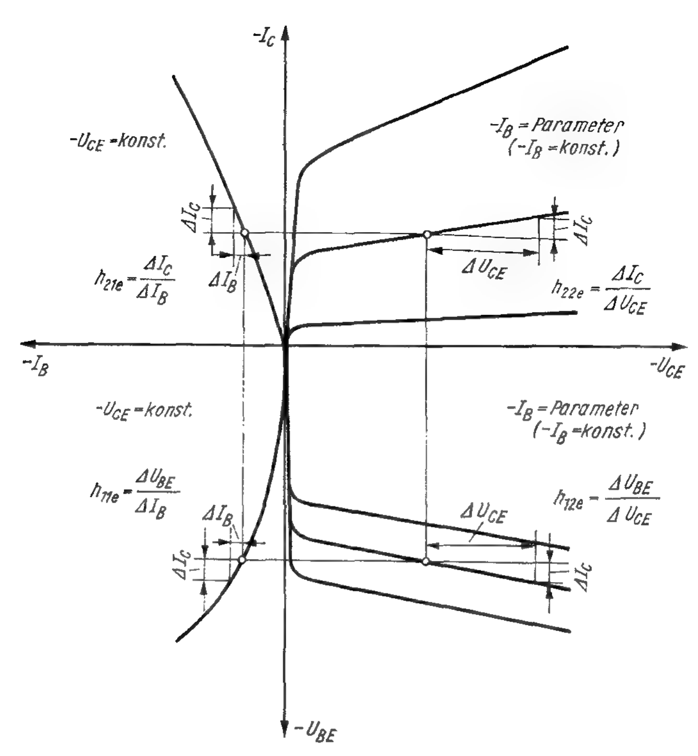


Bild 30 Ermittlung der h-Parameter aus dem Emitterkennlinienfeld

Betrachten wir nun die Kennlinienverläufe in Bild 30, so zeigt sich, daß die h-Parameter in Emitterschaltung dem Anstieg der Kennlinien im gewählten Arbeitspunkt entsprechen.

h_{11e} — Anstieg der U_{BE}/I_B-Kennlinie im III. Quadranten

h_{12e} — Anstieg der U_{BE}/U_{CE}-Kennlinie im IV. Quadranten

h_{21e} — Anstieg der I_C/I_B-Kennlinie im II. Quadranten

h_{22e} — Anstieg der I_C/U_{CE}-Kennlinie im I. Quadranten

Bild 30 zeigt sehr deutlich, daß insbesondere die U_{BE}/I_B-Kennlinie im III. Quadranten (Eingangskennlinienfeld) eine starke Krümmung aufweist. Der Vierpolparameter h_{11e}, der den Kurzschlußeingangswiderstand darstellt, ist also in seiner Größe sehr stark vom gewählten Arbeitspunkt abhängig. Vierpolparameter lassen sich daher nur auswerten, wenn gleichzeitig die Festlegungen zum Arbeitspunkt durch die Angabe der Meßbedingungen ($-U_{CE}$, $-I_C$ und die Meßfrequenz f_m) angeführt sind.
Damit wird nochmals deutlich, daß Vierpolbetrachtungen kleine Aussteuerungen der Kennlinie voraussetzen, da andernfalls der gekrümmte Kennlinienverlauf falsche Rechenergebnisse bringt.

2.2.2. Abgrenzung des Arbeitsbereichs

Das Ausgangskennlinienfeld ermöglicht es, wichtige Schlüsse für den Arbeitsbereich des Transistors zu ziehen. Die nachstehenden Betrachtungen erfolgen für die Emitterschaltung. Sie lassen sich prinzipiell auch auf die Basisschaltung übertragen. Für die Wahl des Arbeitspunkts ist es wichtig, den Nutzungsbereich — ähnlich wie bei der Röhre — abzugrenzen. Im Ausgangskennlinienfeld unterscheiden wir den nutzbaren *Verstärkerbereich* und die nicht nutzbaren Bezirke: den *Sperrbereich* und den *Sättigungsbereich*. Der Verstärkerbereich wird (im Bild nach oben und rechts) noch durch die Verlustleistungshyperbel und durch eventuell maximal zulässige Grenzwerte für $-U_{CE}$ und $-I_C$ eingeengt (Bild 31).
Wenden wir uns kurz dem Sättigungsbereich und dem Sperrbereich zu.
Die I_C/U_{CE}-Kennlinien zeigen bei kleinen Werten von $-U_{CE}$ einen scharfen Knick. Aus dem sehr steilen Verlauf ergibt sich relativ schnell ein nur noch gering ansteigender Kennlinienteil. Die zu diesem Knick gehörende Kollektor-Emitter-Spannung $-U_{CE}$ wird mit *Kollektorrestspannung* (oft auch als *Kniespannung*) $-U_{CE\,rest}$ bezeichnet. Im Gegensatz zur Röhre, bei der ein ähnliches Verhalten beobachtet werden kann, tritt der Knick schon bei sehr kleinen Werten von $-U_{CE}$ ein. Im Groß-

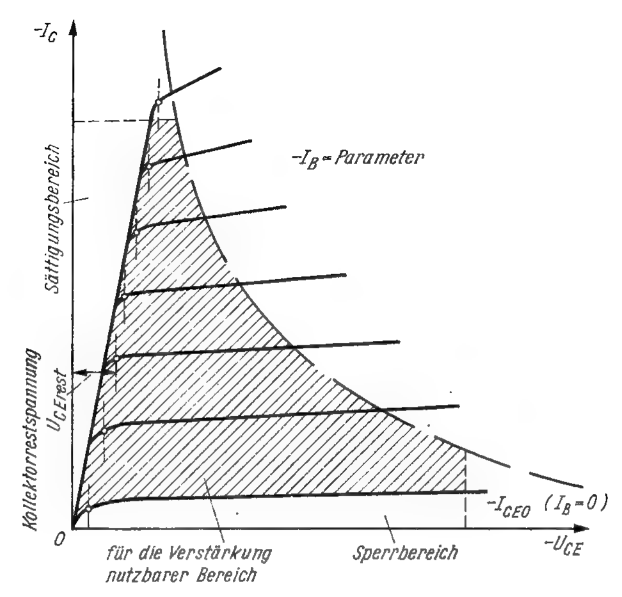


Bild 31 Festlegung des Verstärkerbereichs

signalbetrieb (Leistungsverstärkung, Transistor als Schalter) kann daher praktisch die angelegte Kollektor-Emitter-Spannung voll ausgenutzt werden. $-U_{CE\,rest}$ ist dann so klein, daß man im Ausgangskennlinienfeld infolge des gewählten Maßstabs der $-U_{CE}$-Koordinate die Grenzkennlinie zeichnerisch nicht getrennt von der $-I_C$-Koordinate darstellen kann. Man trägt deshalb im Ausgangskennlinienfeld der Emitterschaltung nur den Kennlinienverlauf für $|U_{CE}| > |U_{CE\,rest}|$ auf (Bild 32).

Der Sperrbereich wird durch die Kennlinie für den Kollektorreststrom I_{CEO} ($I_B = 0$!) und durch die $-U_{CE}$-Koordinate gebildet. Sättigungsbereich sowie Sperrbereich wurden zur besseren Anschauung übertrieben groß gezeichnet. Es muß allerdings darauf verwiesen werden, daß insbesondere bei Germaniumtransistoren der Kollektorreststrom schon bei

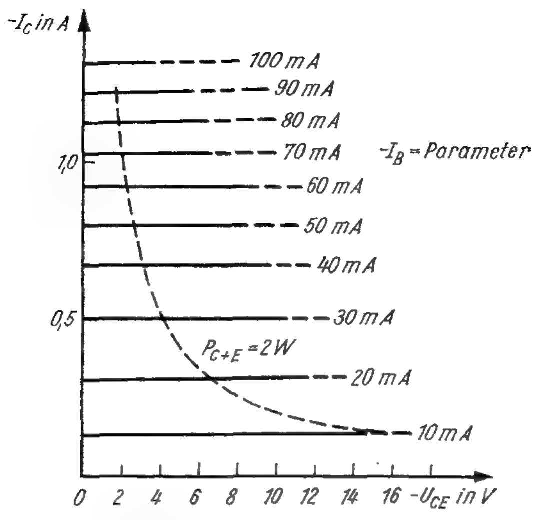


Bild 32 Ausgangskennlinienfeld eines Leistungs- bzw. Schalttransistors

geringen Temperaturzunahmen beträchtlich steigt und die Ausgangskennlinien nach höheren Kollektorströmen verschoben werden (Bild 33). Der Transistor ist damit in seinen Einsatzmöglichkeiten eingeschränkt, bzw. es sind besondere Schaltungskonzeptionen zur Temperaturkompensation erforderlich.

2.2.3. Erläuterung der Transistorarbeitsweise am Kennlinienfeld

2.2.3.1. Überblick

Das zusammengefaßte Kennlinienfeld mit der Darstellung des I., II. und III. Quadranten gestattet, die Verstärkerwirkung des Transistors anschaulich darzustellen. Die Eingangskennlinie im III. Quadranten gibt den Zusammenhang zwischen

Eingangs- (Wechsel-) Strom und Eingangs- (Wechsel-) Spannung am Transistor wieder. Der *Eingangswechselstrom* schwankt um den Ruhewert des Basisstroms, die *Eingangswechselspan-*

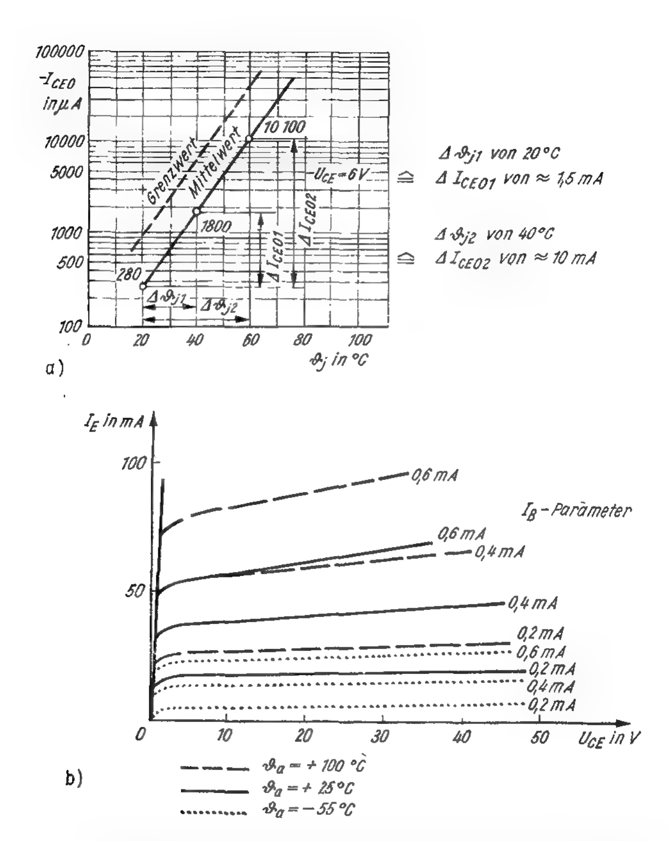


Bild 33 Temperatureinfluß auf den a) $-I_{CEO}$ als Funktion der Sperrschichttemperatur ϑ_j für den 1-W-NF-Transistor *GD 100* von HFO [12] ($-I_{CEO}$ logarithmischer Meßstab!), b) $-I_C$ als Funktion von U_{CE} für den HF- und Schalttransistor *BSY 46* (Telefunken). Man beachte die positiven Vorzeichen der Größen I_C, I_B und U_{CE} infolge der npn-Zusammenschaltung dieses Si-Transistors!

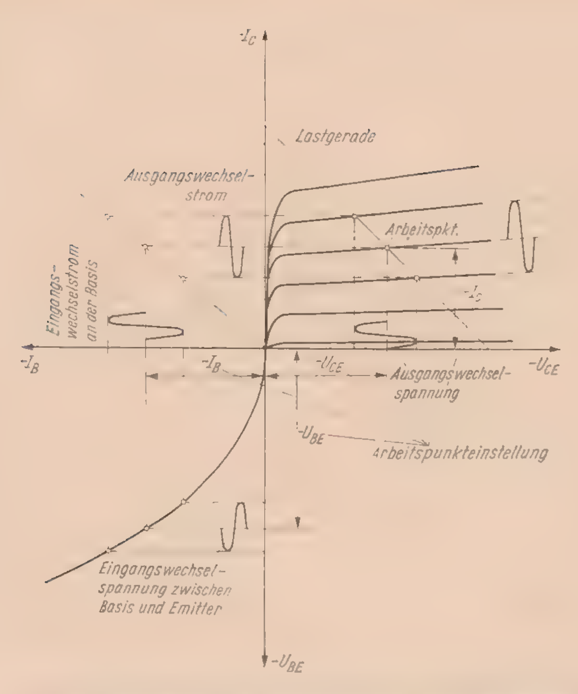


Bild 34 Erläuterung der grundsätzlichen Arbeitsweise am Kennlinienfeld

nung um den Ruhewert der Eingangsspannung (Spannung $-U_{BE}$, gehört zur Arbeitspunkteinstellung).
Über die Stromübertragungskennlinie im II. Quadranten entsteht die Verbindung zum Ausgangskennlinienfeld im I. Quadranten. Es lassen sich die Ruhewerte für den Kollektorstrom $-I_C$ und die Kollektor-Emitter-Spannung $-U_{CE}$ erkennen, um die Ausgangswechselstrom und Ausgangswechselspannung pendeln. Maßgebend für den Zusammenhang von Ausgangs- (Wechsel-)Strom und Ausgangs- (Wechsel-) Spannung ist die Lage der Lastgeraden und die Wahl des Arbeitspunkts. Gesichtspunkte dazu werden im folgenden Abschnitt erläutert.

2.2.3.2. Wahl der Lastgeraden und des Arbeitspunkts

Prinzipiell lassen sich die bei der Triode und Pentode angeführten Gesichtspunkte für die Wahl der *Arbeitsgeraden* (auch als *Widerstandsgerade* oder *Lastgerade* bezeichnet) und des auf ihr liegenden *Arbeitspunkts*, d. h. die Ruhestromeinstellung, übernehmen. Die Lage der Arbeitsgeraden eines Transistors wird bestimmt durch

- die Lage der Verlustleistungshyperbel,
- die Einstellung des Arbeitspunkts,
- die geforderte Ausgangsleistung,
- die geforderte Leistungsverstärkung (Strom- und Spannungsverstärkung).

Diese 4 Faktoren haben folgenden Einfluß. Die Arbeitsgerade darf die Verlustleistungshyperbel höchstens berühren, keinesfalls jedoch schneiden (Ausnahmen sind bei der Anwendung des Transistors als Schalter zulässig). Es ist unbedingt zu berücksichtigen, daß mit zunehmender Umgebungstemperatur die maximal zulässige Verlustleistung rasch abnimmt und die Verlustleistungshyperbel sich infolgedessen immer mehr den Achsen nähert. Besonders für Leistungstransistoren sind deshalb nachfolgende Betrachtungen sehr wichtig.

Ausgehend von den Kennlinien

$$P_v = f(\vartheta_a), \qquad (2.14)$$

d. h. von der durch den Bauelementehersteller angegebenen maximal zulässigen Verlustleistung von der Umgebungstemperatur (Bild 35), kann für Umgebungstemperaturen zwischen 20 °C und 75 °C die jeweils zulässige Verlustleistung abgelesen werden. Vielfach enthalten die Kurvendarstellungen nicht nur eine Kennlinie, sondern eine Kennlinienschar für verschiedene Kühlarten. Für den Leistungstransistor *GD 175* mit einer Kühlfläche von 200 cm² und direkter Montage des Transistors auf dieser Kühlfläche bei einer Umgebungstemperatur $\vartheta_a = 40$ °C sind 3 W Verlustleistung zulässig, während bei 20 °C Umgebungstemperatur, gleiche Montage und Kühlfläche vorausgesetzt, annähernd 5 W Verlustleistung zugelassen werden.

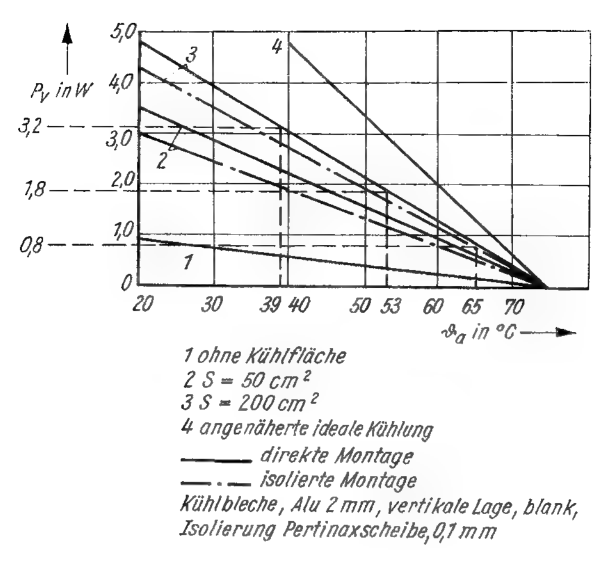


Bild 35 Verlustleistungskennlinien des 4-W-NF-Transistors *GD 175* (HFO [12])

Die Kennlinie

$$P_V = f(\vartheta_a) \qquad (2.14)$$

läßt sich mit dem Ausgangskennlinienfeld des Transistors verbinden. Bild 36 zeigt diese Möglichkeit. Die P_V-Koordinate wird unter einem Winkel von 45° in das Ausgangskennlinienfeld eingezeichnet. Auf dieser schräg verlaufenden P_V-Koordinate ist jedem Punkt eine bestimmte Leistung zugeordnet, die sich aus dem Produkt von $|I_C|$ und $|U_{CE}|$ als Koordinatenwerte für den jeweiligen Punkt ergibt. Im rechten Winkel zur P_V-Koordinate wird – schräg nach rechts unten verlaufend – die ϑ_a-Koordinate eingezeichnet. Auf ihr werden die Temperaturwerte 20 °C $\leqq \vartheta_a \leqq$ 75 °C so aufgetragen, daß 20 °C im Koordinatenursprung und 75 °C genau senkrecht unter $P_{V\,max}$, d. h. der bei 20 °C Umgebungstemperatur zulässigen

Verlustleistung, liegt. Die senkrecht verlaufende Verbindung zwischen beiden Punkten stellt die Kennlinie

$$P_V = f(\vartheta_a) \tag{2.14}$$

dar.

Für jede Umgebungstemperatur innerhalb des betrachteten Bereichs kann sofort durch Spiegelung an der senkrecht ver-

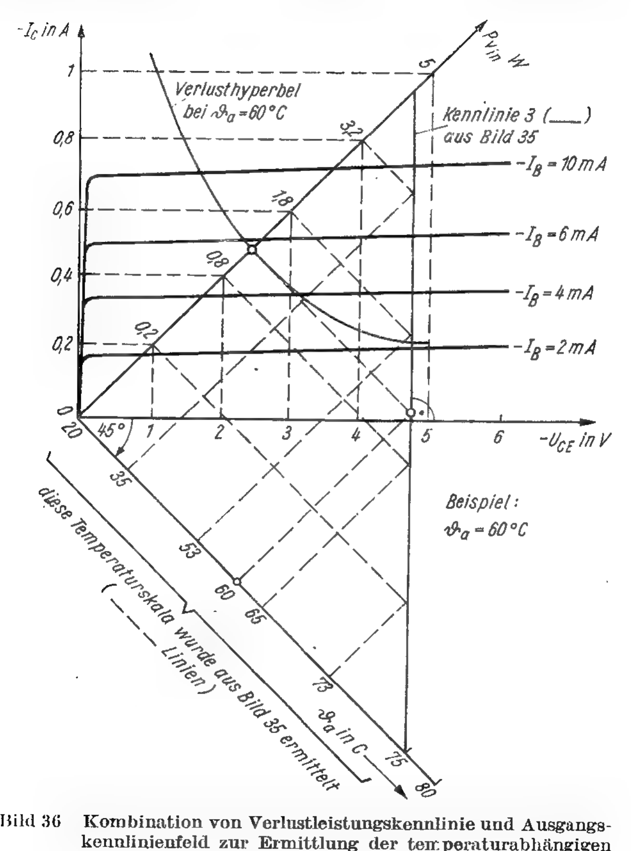


Bild 36 **Kombination von Verlustleistungskennlinie und Ausgangskennlinienfeld zur Ermittlung der temperaturabhängigen Lage der Verlustleistungshyperbel**

laufenden Kennlinie die zulässige Verlustleistung an der P_V-Koordinate abgelesen werden. Es ergibt sich damit im Ausgangskennlinienfeld ein Punkt, durch den die Verlustleistungshyperbel verläuft.

Ohne weitere Erklärung geht aus dem Bild hervor, daß sich mit zunehmender Umgebungstemperatur die Verlustleistungshyperbel immer mehr dem Koordinatenursprung und den Achsen nähert: Der nutzbare Bereich schrumpft. Die Angaben zum Temperaturverhalten von Halbleiterdioden in Teil II, *Halbleiterdioden*, Abschnitt 1.5., gelten sinngemäß auch für Transistoren. Unter Berücksichtigung der temperaturabhängigen Lage der Verlustleistungshyperbel ergibt sich somit der erste näher erläuterte wichtige Gesichtspunkt für die Wahl der Lastgeraden. Ein weiterer Einflußfaktor für die Wahl der Lage der Arbeitsgeraden war die geforderte Ausgangsleistung.

In Teil I, *Elektronenröhren*, S. 87 ff., wurde gezeigt, daß sich im Ausgangskennlinienfeld der Röhre (I_a/U_a-Kennlinienfeld) die Ausgangsleistung zu

$$P_{\sim} = \frac{1}{2} \hat{I}_a \cdot \hat{U}_a \qquad \text{I (3.30a)}$$

ermittelt.

Bild 6 in Teil I, *Elektronenröhren*, S. 91, läßt sich analog auf das Ausgangskennlinienfeld des Transistors übertragen. Es sind lediglich andere Indizes für die Ströme und Spannungen einzusetzen und statt Steuerspannung am Gitter Steuerstrom an der Basis einzufügen (Bild 37). Unter verschiedenen Neigungswinkeln in das Ausgangskennlinienfeld gelegte Lastgeraden, die Lastwiderständen R_L (auch beim Transistor teilweise mit Außen- oder Arbeitswiderstand R_a bezeichnet) unterschiedlicher Größe entsprechen, ergeben bei maximal möglicher Aussteuerung Ausgangsleistungen recht unterschiedlicher Größe. Die maximale Ausgangsleistung wird offensichtlich dann erreicht, wenn das Leistungsdreieck seine größte Fläche aufweist. Eine Lastgerade, die die Verlustleistungshyperbel gerade berührt, erfüllt diese Forderung. Die Ausgangsleistung

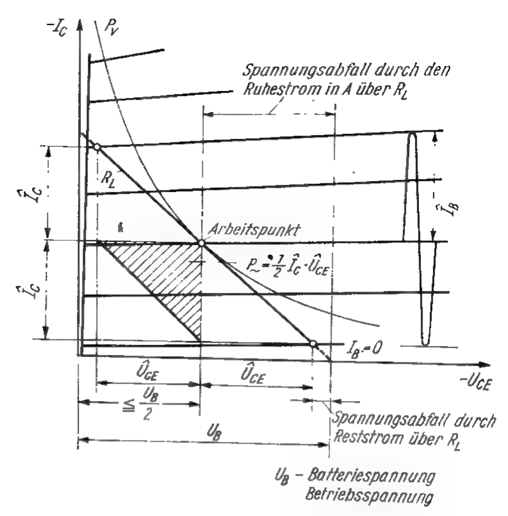


Bild 37 Ausgangskennlinienfeld mit unterschiedlichen Lastgeraden

(Sprechleistung) errechnet sich für den Transistor analog zu Gl. I (3.30a), d. h.,

$$P_\sim = \frac{1}{2} \cdot \hat{I}_C \cdot \hat{U}_{CE}. \tag{2.15}$$

Der Arbeitspunkt selbst soll, um die sich ergebenden Verzerrungen minimal zu halten, etwa in der Mitte des aussteuerbaren Bereichs der Lastgeraden liegen.
Eine weitere wichtige Regel besagt, daß der sich bei Temperaturanstieg ergebende höhere Kollektorstrom beim Fehlen anderer Schutzmaßnahmen dann ausreichend kompensiert wird, d. h., daß der Transistor in der Schaltung stabil bleibt, wenn die Kollektor-Emitter-Spannung bei normaler Umgebungstemperatur (ϑ_a = 20 bis 25 °C) im Arbeitspunkt maximal die halbe Speisespannung aufweist. Der Lastwiderstand muß damit einen so großen ohmschen Widerstand aufweisen, daß an ihm mindestens der halbe Wert der Speisespannung abfällt. Auch diese Regel ergibt Gesichtspunkte für die Lage der Lastgeraden und die Wahl des Arbeitspunkts.

Die steil verlaufende Lastgerade kennzeichnet die Abgabe der maximalen Ausgangsleistung. Bisher wurde aber in keiner Weise danach gefragt, welche Steuerleistung für die Abgabe dieser maximalen Ausgangsleistung am Transistoreingang verbraucht wird. Für viele Anwendungsfälle (z. B. für Vorverstärker) ist nicht die maximal erzielbare Ausgangsleistung, sondern die maximale Leistungsverstärkung ausschlaggebend. Da hierzu umfangreiche Betrachtungen notwendig sind, erfolgt die Darstellung in einem gesonderten Abschnitt, obgleich sich auch daraus Gesichtspunkte für die Lage der Lastgeraden und die Wahl des Arbeitspunkts ergeben.

2.2.3.3. Erläuterung der Leistungsverstärkung am Kennlinienfeld

Entsprechend den Ausführungen in Abschnitt 1.6.1.4. ergab sich die maximal mögliche Leistungsverstärkung bei Anpassung des Generatorinnenwiderstands R_i an den Eingangswiderstand des Transistors und bei Anpassung des Lastwiderstands an den Transistorausgangswiderstand im gewählten Arbeitspunkt. Das drückten auch die für Kleinsignalbetrieb geltenden Gl. (1.57) bis Gl. (1.60a) aus. Der Ausgangswiderstand (dynamischer Ausgangswiderstand) läßt sich für jeden Arbeitspunkt sehr leicht aus dem Ausgangskennlinienfeld ermitteln. Gl. (2.13a) stellte diesen Zusammenhang schon dar. Für den Ausgangsleitwert galt

$$h_{22e} = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{CE}}; \qquad I_B = \text{konst.} \tag{2.13a}$$

und damit für

$$R_{ausg} = \frac{1}{h_{22e}} = \frac{\Delta U_{CE}}{\Delta I_C} \tag{2.16}$$

im betrachteten Arbeitspunkt (Bild 38).
In Abhängigkeit vom fließenden Kollektorstrom ergibt sich bei konstantgehaltener Spannung zwischen Kollektor und Emitter außerhalb des Sättigungsgebiets ein abnehmender Wert für den Ausgangswiderstand mit zunehmendem Kollektorstrom.

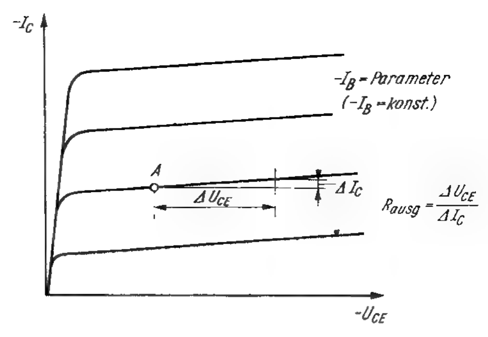


Bild 38 Ermittlung des Parameters von R_{ausg} aus dem Ausgangskennlinienfeld

Innerhalb des Sättigungsgebiets treten wesentlich niedrigere Ausgangswiderstände auf. Bild 39 zeigt das deutlich. In diesem Fall wurde der Ausgangswiderstand in Abhängigkeit von $-U_{CE}$ aufgenommen; $-I_C$ = konst. als Parameter.

Um Anpassung am Transistorausgang zu erzielen, wäre eine Lastgerade mit entsprechend flachem Verlauf notwendig, die einem Lastwiderstand mit verhältnismäßig hohem Ausgangswiderstand entspricht. Lastgeraden mit diesem Anstieg ergeben nur eine geringe Ausgangswechselleistung (kleines $\hat{I}_C$).

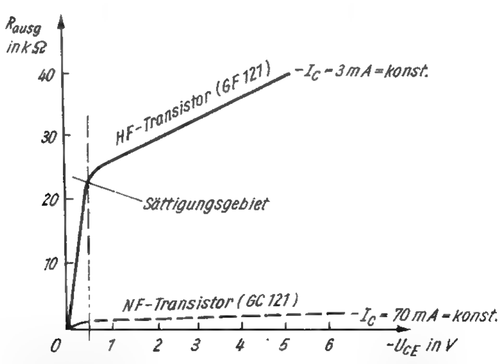


Bild 39 Ausgangswiderstand in Abhängigkeit von der Kollektor-Emitter-Spannung

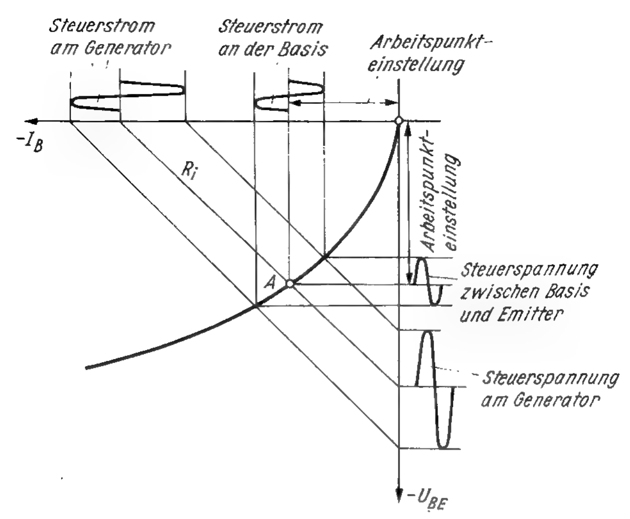


Bild 40 Eingangskennlinie mit Arbeitspunkt und Steuergrößen

Für die richtige Einschätzung der Verhältnisse sind weiterhin unbedingt folgende Betrachtungen am Transistoreingang notwendig. Die Steuerung des Transistors erfordert eine bestimmte Leistung. Über die Eingangskennlinie (III. Quadrant) können die jeweilig notwendigen Werte für $-I_B$ und $-U_{BE}$ (Steuergrößen) ermittelt werden (Bild 40). Der Eingangswiderstand (dynamischer Eingangswiderstand) läßt sich für jeden Arbeitspunkt sehr einfach aus dem Verlauf der Eingangskennlinie ablesen. Gl. (2.10a) stellte diesen Zusammenhang dar. Für den Eingangswiderstand galt

$$h_{11e} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B}\,; -U_{CE} = \text{konst.} \tag{2.10a}$$

im betrachteten Arbeitspunkt. Die Steigung der Eingangskennlinie im Arbeitspunkt ist somit maßgebend für den Eingangswiderstand. Die Eingangskennlinie weist im zu betrachtenden Bereich eine erhebliche Krümmung auf, d. h., der Eingangswiderstand ändert sich sehr stark in Abhängigkeit vom

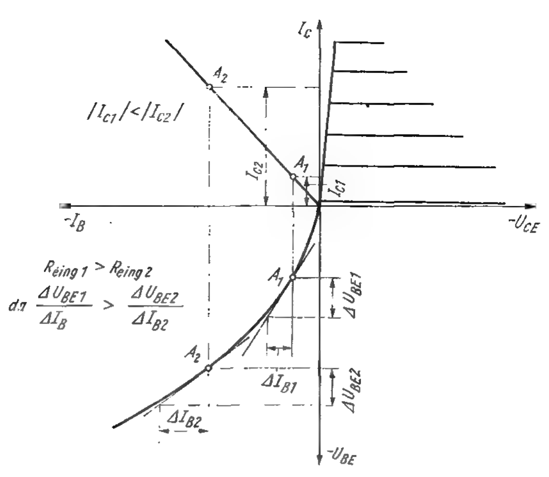


Bild 41 Eingangswiderstand in Abhängigkeit vom Kollektorstrom

jeweiligen Arbeitspunkt. Auf Grund der Stromübertragungskennlinie im II. Quadranten erkennt man sofort, daß bei zunehmendem Kollektorstrom der Eingangswiderstand in starkem Maße abnimmt (Bild 41). Die erhebliche Krümmung der Eingangskennlinie bringt bei Verstärkerbetrieb unvermeidbare Verzerrungen. Das wird besonders im Zusammenwirken mit dem Generator sichtbar.

Wir betrachten dazu Bild 42. In Analogie zum Ausgangskennlinienfeld wurden in die Eingangskennlinie die Widerstandsgeraden für verschiedene Generatorinnenwiderstände (dynamische Innenwiderstände) so eingezeichnet, daß sie durch den Arbeitspunkt verlaufen. Die Festlegung des Arbeitspunkts (Ruhestromeinstellung) erfolgt durch die angelegte Gleichspannung zwischen Basis und Emitter. Damit ergibt sich der zugehörige Basisstrom im Arbeitspunkt, d. h. ohne Aussteuerung. Bild 43 zeigt die schaltungstechnische Realisierung im Prinzip, wobei die eingezeichnete Wechselspannungsquelle in der Praxis die Sekundärwicklung eines Übertragers, ein Mikrofon usw., sein kann. Die Wechselspannungsquelle selbst wird als ideal angenommen. Der in jedem Fall vorhandene innere Widerstand

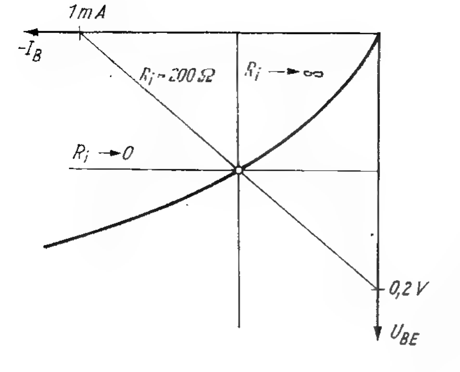


Bild 42
Eingangskennlinie mit verschiedenen Widerstandsgeraden

(der dynamische Innenwiderstand) wird konzentriert als Ersatzwiderstand R_i in Reihe zur Wechselspannungsquelle gelegt. Er ist keinesfalls identisch mit einem eventuell vorhandenen Gleichstromwiderstand der Wechselspannungsquelle. Besteht ein solcher nicht zu vernachlässigender Anteil, so muß man ihn in die Ruhestromeinstellung einbeziehen. An dieser Stelle sei auch noch einmal auf den statischen Eingangswiderstand im Arbeitspunkt hingewiesen. Er beeinflußt lediglich die Arbeitspunkteinstellung, d. h. das statische Verhalten. Seine Ermittlung wurde bereits erläutert (vgl. z. B. Teil I, S. 29/30, und Teil II, S. 21 ff.).

Bild 42 zeigte, daß man grundsätzlich Widerstandsgeraden mit sehr unterschiedlichem Anstieg, entsprechend den verschiedenen Werten von R_i, anwenden kann. Die Anpassung des Generatorinnenwiderstands R_i an den Eingangswiderstand des Transistors erfordert gleiche Beträge des Anstiegwinkels für die Widerstandsgerade R_i und die im Arbeitspunkt an die Eingangskennlinie gelegte Tangente.

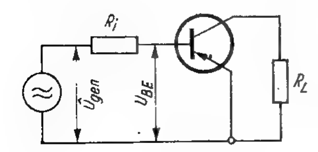


Bild 43
Prinzipielle Eingangsschaltung

Die eingezeichnete Widerstandsgerade R_i erlaubt es, noch weitere Ergebnisse aus der Zeichnung abzulesen (Bild 40). Sie zeigt den Zusammenhang zwischen der Stromänderung an der Basis und am Generator sowie den Zusammenhang von Spannungsänderung zwischen Basis und Emitter (Transistoreingang) und Generatorausgang.
Gleichzeitig wird deutlich, daß eine angelegte Wechselspannung schon durch die Eingangskennlinie Verzerrungen erfährt.

2.2.3.4. Verzerrungen bei Verstärkerbetrieb

Die im vorangegangenen Abschnitt erläuterten Bedingungen für maximale Leistungsverstärkung ergeben insbesondere bei Großsignalbetrieb nicht die geringsten Verzerrungen. Es ist daher oft ein Kompromiß zwischen maximal möglicher Leistungsverstärkung und einem Minimum an Verzerrung notwendig. Die Verzerrungen rühren in starkem Maße von der erheblichen Krümmung der Eingangskennlinie her, außerdem bei Leistungstransistoren von der Krümmung der Stromübertragungskennlinie. Durch geeignete Wahl des Arbeitspunkts und bei Beachtung des Verstärkerbereichs im Ausgangskennlinienfeld lassen sich entstehende Verzerrungen geringhalten und sollen deshalb nicht weiter betrachtet werden.

Für die Steuerung des Transistors bestehen 3 Möglichkeiten:

- Spannungssteuerung mit kleinem Generatorinnenwiderstand ($R_i \ll R_{eing}$),
- Anpassungsfall ($R_i = R_{eing}$),
- Stromsteuerung mit hohem Generatorinnenwiderstand ($R_i \gg R_{eing}$).

Die Steuerung im Anpassungsfall wurde bereits erläutert. Bei der Spannungssteuerung liegt der kleine Generatorinnenwiderstand in Reihe mit dem Transistoreingangswiderstand. Aus Bild 44 geht hervor, daß die über dem Generatorausgang liegende Wechselspannung annähernd der Eingangswechselspannung am Transistor entspricht. Das gleiche Ergebnis zeigt folgende einfache Rechnung:

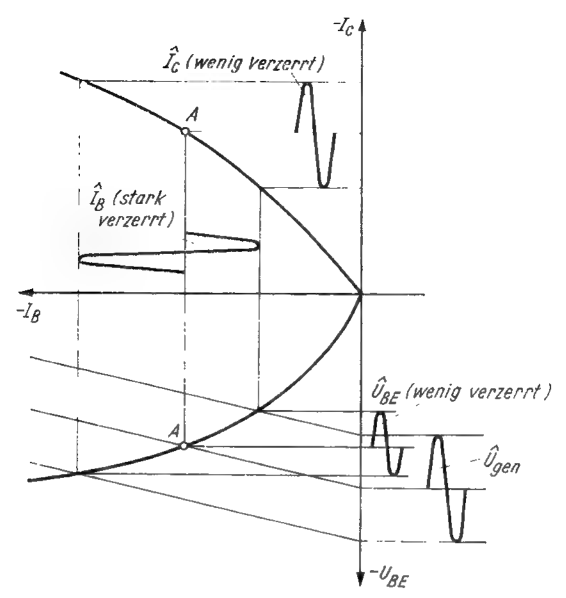


Bild 44 Spannungssteuerung mit kleinem R_i

$$\hat{U}_{gen} = \hat{U}_{Ri} + \hat{U}_{eing}, \tag{2.17}$$

$$\hat{U}_{gen} = \hat{I}_B (R_i + R_{eing}) . \tag{2.18}$$

Da $R_i \ll R_{eing}$, folgt

$$\hat{U}_{gen} \approx \hat{I}_B \cdot R_{eing}, \tag{2.19}$$

$$\hat{U}_{gen} \approx \hat{U}_{eing} . \tag{2.20}$$

Für die Stromsteuerung galt $R_i \gg R_{eing}$. Die Arbeitsgerade verläuft damit sehr steil durch den Arbeitspunkt (Bild 45). Bei dieser Steuerung bestimmt der Strom durch den hohen Generatorinnenwiderstand den Stromfluß im Eingangskreis. Auch diese Behauptung soll durch eine einfache Abschätzung erhärtet werden. Es gilt

$$\hat{I}_B = \frac{\hat{U}_{gen}}{R_i + R_{eing}} . \tag{2.21}$$

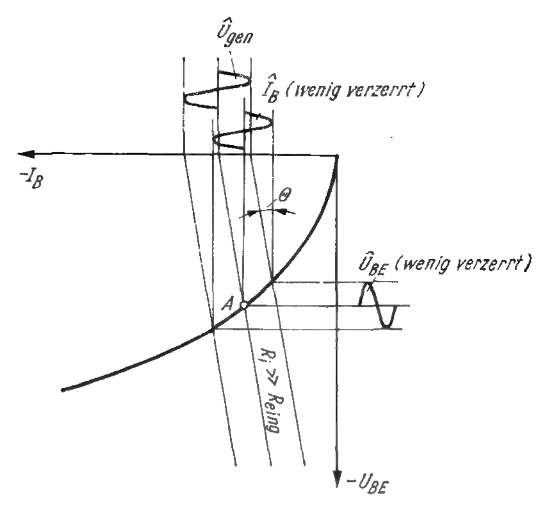


Bild 45 Stromsteuerung mit großem R_i

Mit $R_i \gg R_{eing}$ folgt

$$\widehat{I}_B \approx \frac{\widehat{U}_{gen}}{R_i}. \tag{2.22}$$

Verzerrungen, hervorgerufen durch die Krümmung der Eingangskennlinie, werden mit der Stromsteuerung infolge des kleinen Winkels Θ sehr gering; der Generator prägt mit seinem hohen Innenwiderstand dem Transistor den Basisstrom auf. Fassen wir kurz zusammen:

Spannungssteuerung — erhebliche Verzerrungen des Basisstroms;

Stromsteuerung — geringe Verzerrungen des Basisstroms.

Für die weiteren Betrachtungen ist die Unterscheidung in Kleinsignalverstärkung und Großsignalverstärkung unbedingt notwendig.

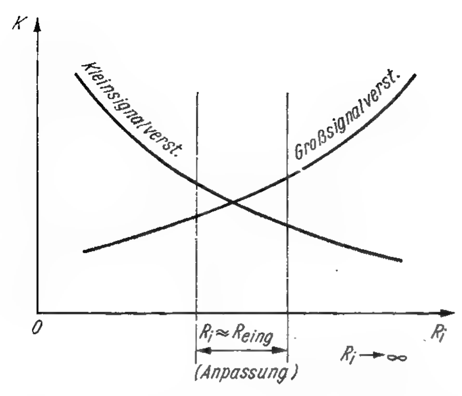


Bild 46 Klirrfaktor bei Kleinsignalbetrieb in Abhängigkeit von R_i

Bild 46 zeigt den prinzipiellen Verlauf des Klirrfaktors und der Verstärkung in Abhängigkeit vom Generatorinnenwiderstand. Es mag auf den ersten Blick ungewöhnlich erscheinen, daß zwischen Kleinsignalbetrieb und Großsignalbetrieb eine grundsätzlich gegenläufige Tendenz des Klirrfaktorverlaufs auftritt. Das läßt sich aus der Nichtlinearität der Stromübertragungskennlinie erklären, die insbesondere bei großen Aussteuerungen auftritt (Bild 47). Sie kompensiert teilweise die durch die gekrümmte Eingangskennlinie hervorgerufenen Verzerrungen. Damit ergibt für Großsignalbetrieb die Spannungssteuerung günstigere Verhältnisse bezüglich der auftretenden Verzerrungen. Würde man bei Großsignalbetrieb die Stromsteuerung einsetzen, dann erfolgte keine Kompensation der Krümmung der Stromübertragungskennlinie. Ein erhöhter Klirrfaktor wäre die Folge. Für Großsignalbetrieb wird man daher mit $R_i < R_{eing}$ arbeiten.

Kleinsignalbetrieb fordert $R_i \geqq R_{eing}$. Für einen sogenannten Mittelsignalbetrieb (z. B. Treiberstufen) ist es zweckmäßig, $R_i > R_{eing}$ zu wählen, da in diesem Fall die Krümmung der Stromübertragungskennlinie noch nicht zur Wirkung kommt. Bild 48 zeigt in der Zusammenfassung die günstigsten Arbeitsbereiche.

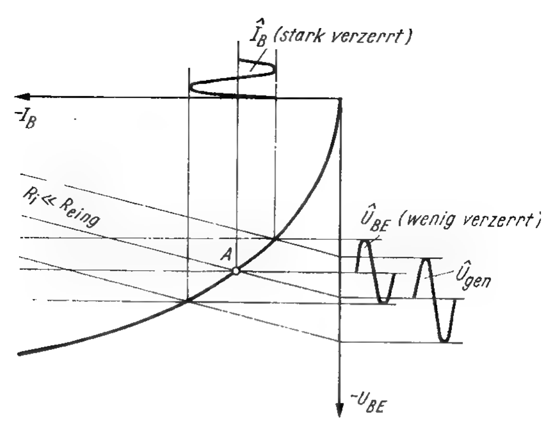


Bild 47 Klirrfaktor bei Großsignalbetrieb in Abhängigkeit von R_i

Selbstverständlich können diese Betrachtungen nur eine prinzipielle Übersicht geben, damit grobe Fehler vermieden werden. In speziellen Schaltungsaufbauten wird neben der jeweiligen grafischen Ermittlung auch der Versuchsaufbau noch Grund zu mancher Änderung der Bauelementewerte sein.

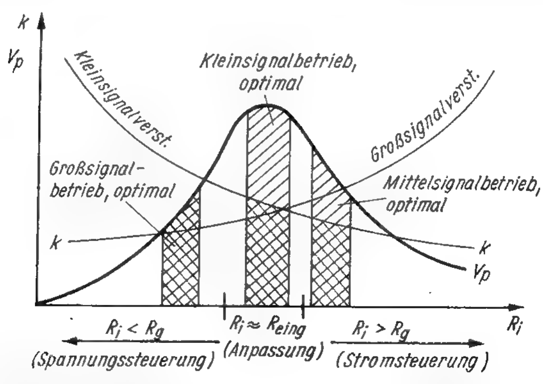


Bild 48 Günstigste Arbeitsbereiche (Wahl von R_i bei verschiedenen Betriebsarten)

Es sei auch nochmals darauf verwiesen, daß die einzelnen Halbleiter in ihren Kennwerten und Kennlinienverläufen um ein bestimmtes zulässiges Maß abweichen dürfen und daß die Angaben der Hersteller jeweils Mittelwerte darstellen. Jedem endgültigen Schaltungsaufbau müssen daher zwangsläufig Versuchsaufbauten mit entsprechenden Messungen vorausgehen, damit man optimale Verhältnisse erzielt.

2.2.3.5. Der Transistor als elektronischer Schalter

In zunehmendem Maße finden Transistoren als schnelle elektronische Schalter Anwendung. Der Aufbau moderner elektronischer Rechner wäre ohne Transistoren, die dabei vorwiegend Schaltfunktionen haben, kaum denkbar. Aber auch der Aufbau von Transvertern und vielen anderen elektronischen Baugruppen für Steuerungs- und Regelungszwecke erfolgt in verstärktem Maße mit Transistoren, die dabei das konventionelle mechanische Relais und die Elektronenröhre verdrängen.
Bei Schaltbetrieb sollen 2 sehr unterschiedliche Betriebszustände erreicht werden:

geöffneter Kreis (offener Schalter) — in den Kreis wird ein sehr großer, im Idealfall unendlich hoher Widerstand, eingefügt;

geschlossener Kreis (geschlossener Schalter) — der im ersten Fall eingefügte Widerstand wird durch einen sehr kleinen Widerstand, im Idealfall durch einen Kurzschluß, ersetzt.

Weiterhin fordert man in vielen Anwendungsfällen eine ausreichende Spannungsfestigkeit, hohe Belastungsmöglichkeit im geschlossenen Zustand, geringe Schaltkapazitäten, die insbesondere bei schnellen Schaltvorgängen unerwünschte Einflüsse auf die Schaltfolge haben, und die Eignung für hohe Schaltfrequenzen (Schaltfrequenzen im Gebiet von einigen Megahertz sind heute durchaus schon gebräuchlich). Gegenüber dem mechanischen Relais und der Röhre bietet der Transistor erhebliche Vorteile, so z. B. durch seinen geringen

Raumbedarf, sein geringes Gewicht, seine hohe Zuverlässigkeit und Lebensdauer, seinen geringen Durchlaßwiderstand (gegenüber der Röhre!), seine Eignung für höchste Schaltfrequenzen. Nachteilig gegenüber dem mechanischen Relais wirkt sich zum Teil die fehlende galvanische Entkopplung zwischen Ein- und Ausgang aus. Auch die maximal zulässige Umgebungstemperatur für Halbleiterbauelemente liegt jetzt noch wesentlich niedriger. Temperaturänderungen beeinflussen das Schaltverhalten besonders beim Germaniumtransistor erheblich. Die maximal zulässige Schaltspannung liegt zur Zeit bei etwa 60 V (für Bauelemente vom VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt/Oder). In der zulässigen Belastung erreichen Transistoren nicht die Werte von Elektronenröhren oder mechanischen Schaltern. Die Entwicklung bei Schalttransistoren geht allerdings dahin, die Schaltspannung und die Belastbarkeit weiter zu erhöhen, um damit noch weitere Anwendungsbereiche für den Transistor zu erschließen.
Der Schaltvorgang selbst läßt sich am Ausgangskennlinienfeld verfolgen. Am übersichtlichsten sind die Verhältnisse beim Schalten von ohmscher Last (Bild 49). Im ausgeschalteten Zustand *(Schalter geöffnet)* fließt kein Basisstrom ($I_B = 0$). Es stellt sich der Arbeitspunkt A_1 ein. Er wird bestimmt durch die Speisespannung abzüglich Spannungsabfall über R_L, hervorgerufen durch den Kollektorstrom I_{CEO}. Der Widerstand des gesperrten Transistors läßt sich leicht aus den zu A_1 gehörenden Werten von $-I_{C1}$ und $-U_{CE1}$ ermitteln. Dafür gilt

$$R_1 = \frac{-U_{CE1}}{-I_{C1}}. \tag{2.23}$$

Es wird sofort deutlich, daß der mit zunehmender Umgebungstemperatur rasch wechselnde Kollektorstrom eine erhebliche Verkleinerung von R_1 und damit einen geringeren Sperrwiderstand bewirkt. Wird nun an den Eingang des Transistors eine solche Spannung gelegt, daß ein Basisstrom $-I_B$ fließt, so stellt sich je nach Größe des Basisstroms ein Arbeitspunkt auf der Lastgeraden ein.
Für jeden beliebigen Arbeitspunkt läßt sich analog zu Gl. (2.23) der jeweilige Durchlaßwiderstand errechnen. Ein geringer

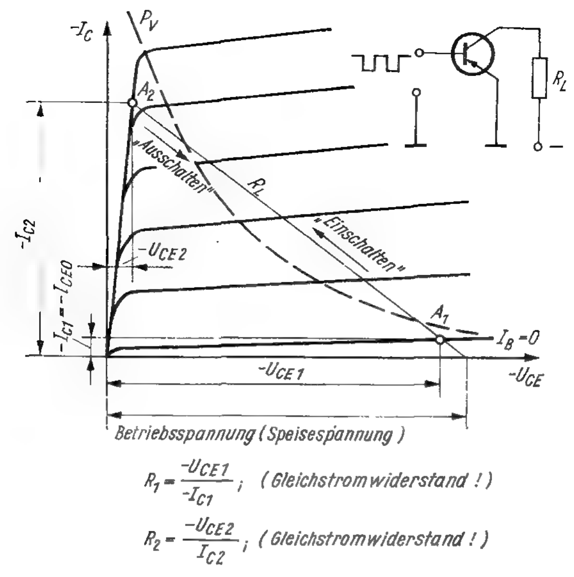


Bild 49 Ausgangskennlinienfeld bei Schaltbetrieb (ohmsche Last)

Durchlaßwiderstand ergibt sich für Arbeitspunkte mit hohem Kollektorstrom bei möglichst kleinen Spannungswerten für $-U_{CE}$. Bei Schalteranwendung kann durchaus bis in das Sättigungsgebiet ausgesteuert werden (Arbeitspunkt A_2). Für diesen Arbeitspunkt A_2 gilt

$$R_2 = \frac{-U_{CE2}}{-I_{C2}}. \qquad (2.24)$$

Die recht niedrigen Werte der Kollektorrestspannung ergeben offensichtlich insbesondere bei Leistungsschalttransistoren mit hohem $-I_C$ sehr kleine Durchlaßwiderstände. Steil verlaufende Arbeitsgeraden (kleiner Lastwiderstand) können den Bereich rechts der Verlustleistungshyperbel durchlaufen. Die maximal zulässige Verlustleistung wird damit kurzzeitig

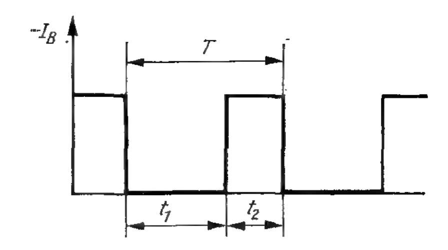


Bild 50
Kennzeichnung der Schaltfolge

überschritten. Das schadet dem Transistor bei schnellem Umschaltvorgang nicht, sofern

$$P_v > P_{ges} = \frac{P_1 \cdot t_1 + P_2 \cdot t_2}{T}, \tag{2.25}$$

wobei

$$P_1 = |U_{CE1}| \cdot |I_{C1}| \tag{2.26}$$

und

$$P_2 = |U_{CE2}| \cdot |I_{C2}|, \tag{2.27}$$

die in den beiden stabilen Arbeitszuständen vom Transistor aufgenommenen Leistungen darstellen (Bild 50).

Für langsam verlaufende Umschaltungen (Bild 51) gelten kompliziertere Berechnungen. Sie sind beispielsweise in [13] nachzulesen.

In zahlreichen praktischen Fällen wird R_L komplex sein (Bild 52). Besteht die Last aus einer Spule, so liegt im Kollektorkreis ein ohmscher Widerstand (Spulenverluste) in Reihe mit einer Induktivität. Es kommt zu der bekannten *Phasenverschiebung* zwischen Strom und Spannung. Für den Weg des

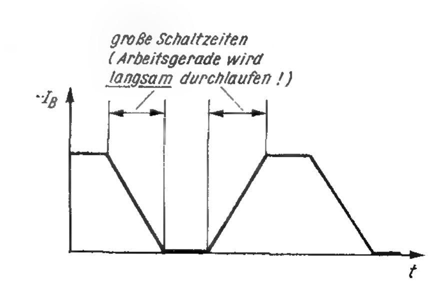
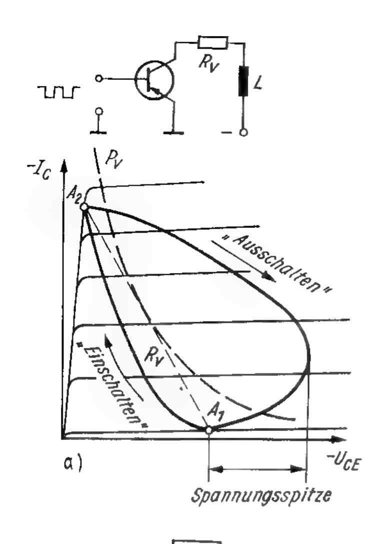


Bild 51
Schaltfolge mit „langen" Umschaltzeiten



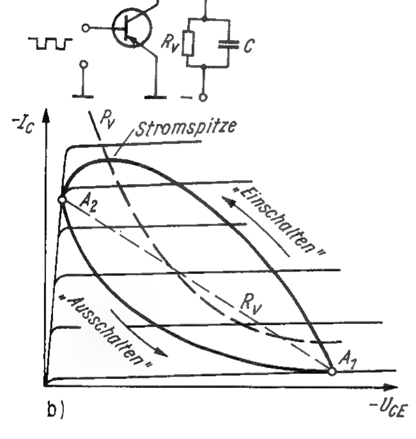


Bild 52
Schaltverhalten bei komplexer Last;
a — induktives R_L,
b — kapazitives R_L

Arbeitspunkts während des Umschaltvorgangs ergeben sich gekrümmte Bahnen. Zu beachten ist, daß beim Ausschaltvorgang eine starke Spannungsspitze auftritt, die kurzzeitig sehr hohe Verlustleistungen bewirkt und große Spannungsfestigkeit vom Transistor fordert. Der Einschaltvorgang bringt für induktive Last keine Schwierigkeiten, da der induktive Widerstand den Strom nur langsam ansteigen läßt.
Kapazitive Last, d. h. die Parallelschaltung von Kapazität und ohmschen Widerstand (Verluste), ergibt gleichfalls gekrümmte Bahnen für die Bewegung des Arbeitspunkts. Während des Einschaltvorgangs fließt sofort ein hoher Strom. Die Einschaltkurve verläuft steil nach oben und bringt hohe Verlustleistungen.
Ergeben sich bei induktiver Last Spannungsüberhöhungen, die an die Spannungsfestigkeit des Transistors große Anforderungen stellen, so erfolgt unter kapazitiver Last eine Stromüberhöhung, die allerdings weit weniger kritisch ist, zumal sie im Gebiet kleinerer Spannungswerte für $-U_{CE}$ auftritt. Der Ausschaltvorgang zeigt im Fall kapazitiver Belastung keine Besonderheiten. Sowohl für induktive als auch kapazitive Belastung bestimmt der Wert des ohmschen Widerstands die Lage von A_1 und A_2. Die Aufbauchung des Arbeitspunktverlaufs nimmt zu, je größer der induktive Widerstand im Verhältnis zum ohmschen Widerstand bzw. je größer der kapazitive Leitwert zum ohmschen Leitwert wird.
Leser, die ausführlicher das Schaltverfahren von Transistoren kennenlernen wollen, finden Angaben dazu in [4], [7], [13], [14] und [15].

3. Literaturhinweise

[1] *Lunze, K.*, und *Wagner, E.*, Einführung in die Elektrotechnik, Leitfaden und Aufgaben, Teil I, VEB Verlag Technik Berlin, 1961

[2] *Freitag, K.*, Einführung in die Vierpoltheorie, Lehrbriefe für das Fernstudium, herausgegeben von der Technischen Universität Dresden, VEB Verlag Technik Berlin

[3] *Feldtkeller, R.*, Einführung in die Vierpoltheorie, Hierzel Verlag Stuttgart, 1962

[4] *Falter, M.*, Dioden und Transistoren, Lehrbriefe für das Fernstudium, herausgegeben von der Technischen Universität Dresden, VEB Verlag Technik Berlin, 1966

[5] *Frühauf, H.*, Elektronenröhren und elektronische Schaltungen, Lehrbriefe für das Fernstudium, herausgegeben von der Technischen Universität Dresden, VEB Verlag Technik Berlin, 1962

[6] *Hildebrand, S.*, Konstruktionen der elektrischen Feinwerktechnik I, Lehrbriefe füt das Fernstudium, herausgegeben von der Technischen Universität Dresden, VEB Verlag Technik Berlin, 1966, Lehrbrief 3

[7] *Paul, R.*, Transistoren, VEB Verlag Technik Berlin, 1964

[8] *Fontaine, G.*, Dioden und Transistoren — Grundlagen, Philip's Technische Bibliothek, 1963

[9] *Schröder, H.*, Elektrische Nachrichtentechnik, II. Band, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde, 1966

[10] Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker, herausgegeben von *C. Rint/ K. Kretzer*, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde

[11] *Rothfuß, H.*, Transistor-Meßpraxis, Eine Anleitung für Messungen an Transistoren und Halbleiterdioden, Franckh'sche Verlagshandlung Stuttgart, 1961

[12] Schulungs-, Informations- und Katalogmaterial des VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)

[13] *Gelder, E.*, Der Transistor als Schalter, Franckh'sche Verlagshandlung Stuttgart, 1963

[14] *Shea, R. F.*, Transistortechnik, Berliner Union Stuttgart, 1960

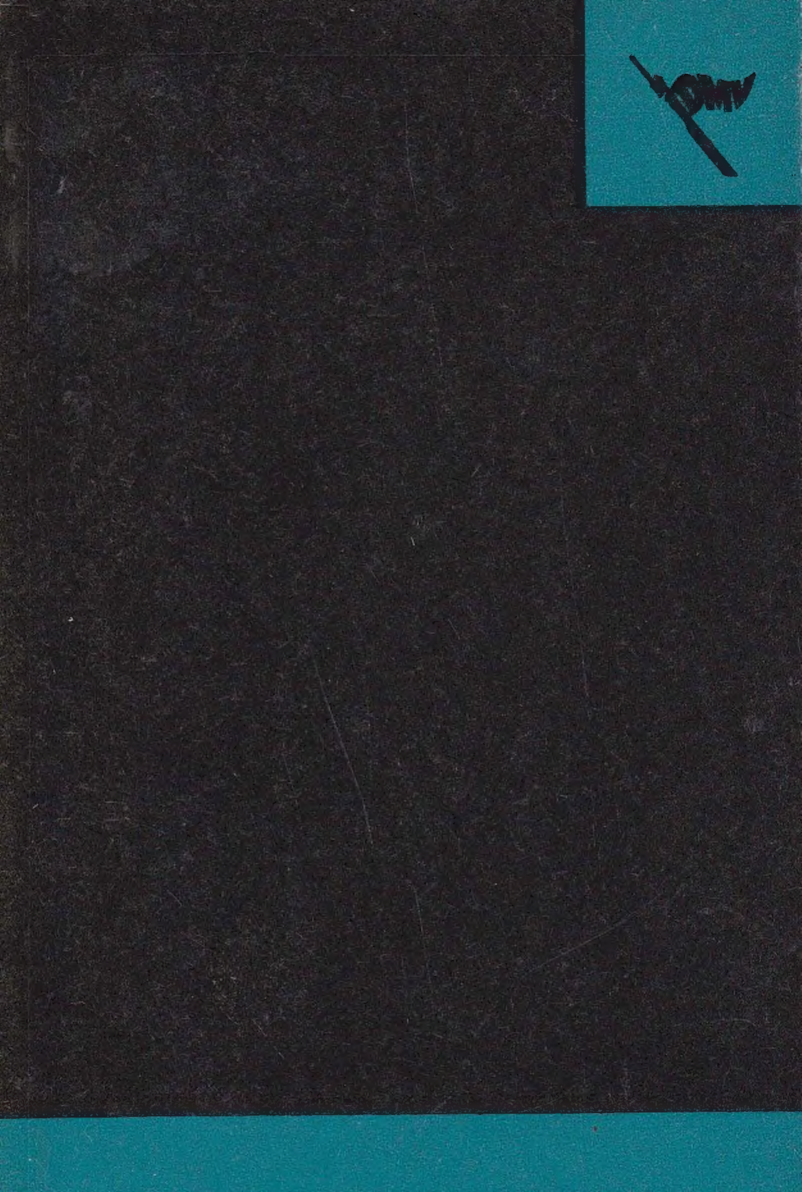
[15] *Lennartz, H.*, und *Taeger, W.*, Transistor-Schaltungstechnik, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde, 1963

Außerdem enthalten die Zeitschriften *FUNKAMATEUR*, herausgegeben vom Deutschen Militärverlag Berlin, und *radio — fernsehen — elektronik*, herausgegeben vom VEB Verlag Technik Berlin, ständig Beiträge, die bestimmte Probleme der Transistortechnik behandeln.

Berichtigungshinweis

Teil II — *Halbleiterdioden*, Heft 70, enthält einen sinnentstellenden Fehler. Auf den Seiten 12 und 13 wurden versehentlich die Zeichnungen vertauscht. Wollen Sie bitte diesen Fehler in Ihrer Broschüre berichtigen.

1.—15. Tausend
Deutscher Militärverlag · Berlin 1968
Lizenz-Nr. 5
Lektor: Sonja Topolov
Typografie: Günter Hennersdorf
Zeichnungen: Wilhelm Kaufmann
Vorauskorrektor: Rita Abraham · Korrektor: Ingeburg Zoschke
Hersteller: Werner Briege
Gesamtherstellung:
I/16/01 Druckerei Märkische Volksstimme, Potsdam, A 522
1,90 M



DEUTSCHER MILITÄRVERLAG